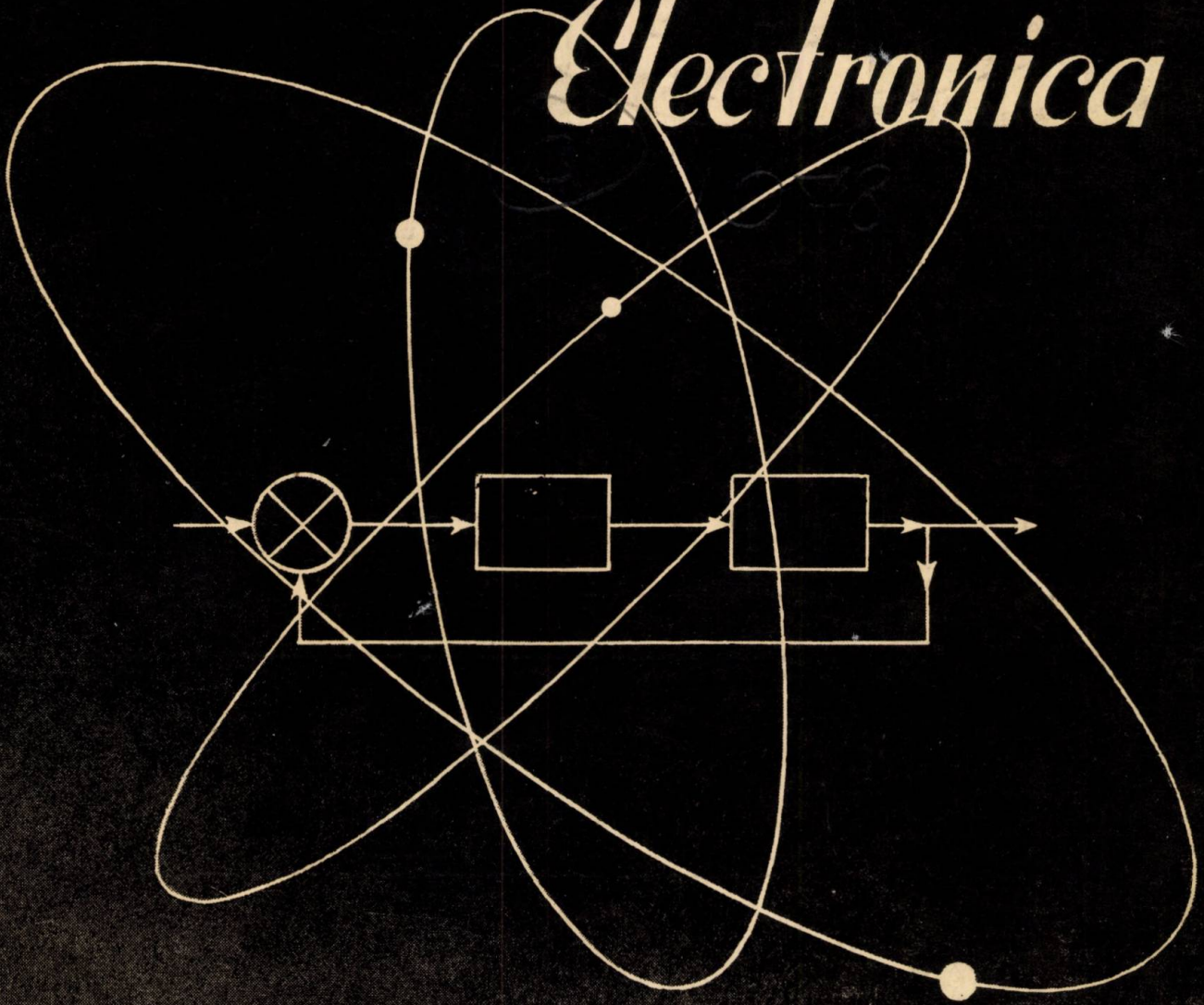
Automatica și Electronica



VOL. 5
1961
Nr. 1
IANUARIE
FEBRUARIE
P. 1 — 48
BUCUREȘTI

BUCUREȘTI 500

S 593 A

Satisface toate exigențele iubitorilor de muzică

• 3 game de undă • 3+2 tuburi electronice • Performanțe excelente pe toate lungimile de undă • Indicator optic de acord • Două difuzoare permanent dinamice • Caseta armonios îmbinată și cu o rezonanță ireproșabilă, este plăcută ochiului și dă o notă de eleganță oricărui interior.

Apare și în varianta cu picup, reproductnd fidel muzica imprimată pe discuri

Electronica

INTREPRINDERE INDUSTRIALĂ DE STAT PENTRU PIESE APARATE DE RADIO, TELEVIZOARE ȘI ELECTRONICĂ INDUSTRIAL
București. str. Baicului nr. 82, raionul 1 Mai • Telefon: 12 19 40 — 12 19 46 12 19

E 2551

Automatica și Electronica

Vol. 5 (1961) nr. 1 (ianuarie—februarie), p. 1—48

CUPRINS

CZ 621—52 : 338.062.214 (R)

SCHÖNBERGER, V. :

Sarcinile întreprinderii „Automatica"

Automatica și electronica, 5 (1961) nr. 1, p. 1—2

CZ 621—52 : 338.062.214 (R)

SCHÄCHTER, S., VALENT, R. și COSTAKE, N. :

Asimilarea elementelor de automatizare în R.P.R. — sarcină importantă pentru ridicarea nivelului tehnic.

Automatica și electronica, 5 (1951) nr. 1, p. 3—13

CZ 621—533.7 : 621.316.726.078

PENESCU, C. I., IONESCU, V. și CSERVENY, I. :

Proiectarea și realizarea unui element sensibil pentru regulatoarele automate de frecvență.

Automatica și electronica, 5 (1961) nr. 1, p. 13—20

În articol se expune o metodă unitară de proiectare a elementelor sensibile ale regulatoarelor automate de frecvență. De asemenea se expune o metode matematică de cercetare a regimurilor dinamice ale elementului sensibil în schemă diferențială cu defazor. În baza unei teoreme fundamentale se stabilește funcția de transfer de cea mai bună aproximație a elementului sensibil necesară pentru studierea regimurilor tranzitorii ale întregului sistem de reglaj automat.

CZ 621.34—523.8 : 621.314.7

DAMSKER, D., FLEISCHER, R. și ANASTASIU, S. :

Circuite cu tranzistoare pentru comanda statică a acționărilor electrice.

Automatica și electronica, 5 (1961) nr. 1, p. 21—27

Se expune un sistem de circuite-blocuri cu tranzistoare, pentru comanda statică a acționărilor electrice. Asupra acestui sistem s-au efectuat verificări experimentale.

CZ 621—523.8

SARLEA, I. :

Caracteristicile dinamice ale regulatorului electronic proporțional-integral de tip IR-130

Automatica și electronica, 5 (1961) nr. 1, p. 28—35

Se studiază caracteristicile dinamice ale regulatorului PI tip IR-130. Se deduce ecuația liniarizată a regulatorului și se verifică experimental.

PENTRU TÎNARUL INGINER

CZ 621—53 : 517.94

CEAUȘELU, C. :

Metode experimentale de determinare a coeficienților ecuațiilor diferențiale liniare ale unor elemente din sistemele de reglare automată.

Automatica și electronica, 5 (1961) nr. 1, p. 35—41

RECENZII

INDEX ALFABETIC

COMITETUL DE REDACȚIE

C. VAZACA (redactor responsabil), ing. P. DEAC, ing. GH. DECIANU, ing. I. PAPADACHE, prof. ing. C. I. PENESCU, ing. M. POPA, ing. S. SOCOL, conf. ing. R. STERE, ing. I. SZEKELY, prof. dr. ing T. TĂNĂSESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R., conf. ing. L. UZUN.

CONFERINȚA INTERNAȚIONALĂ DE MĂSURĂTORI IMEKO 1961

Între 25 iunie și 1 iulie 1961 se va ține la Budapesta Conferința internațională de măsurători IMEKO 1961.

Referatele prezentate la biroul conferinței, pînă acum, acoperă aproape toate domeniile prevăzute de Comitetul Internațional Preparator (CIP): teoria și practica proiectării și fabricației instrumentelor; instrumente și metode pentru măsurarea mărimilor geometrice, mecanice, termice, fizico-chimice, electrice și magnetice, a timpului, a frecvenței și a radiațiilor radioactive. Un interes deosebit se acordă chestiunilor mai largi de măsurători și automatizare. C.I.P. va face o selecție finală a referatelor la ședința sa din ianuarie 1961, pe baza recomandărilor comitetelor naționale.

Conferința științifică va fi însoțită de o Expoziție internațională de instrumente și măsurători, la care se vor expune instrumente industriale și științifice din țările participante.

Informații de detaliu și invitații la conferință se pot obține de la Secretariatul IMEKO (Bupapest, S.P.O.B. 3) sau de la comitetul IMEKO național reprezentat de Comisia de automatizare și tehnica măsurătorilor, ASIT, București, Calea Victoriei 120.

Revista AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA, organ al Asociației Științifice a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Editor: Asociația Științifică a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Redacția și Administrația: București, Str. Ion Ghica Nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon: 14.15.95, 14.06.24. Redacția își rezervă toate drepturile privind lucrările precum și materialul grafic-ilustrativ apărut în revistă, cît și cele privitoare la traducerea în limbi străine. Se admit extrase sau comentarii numai cu indicarea completă a sursei. Revista apare o dată la două luni. Abonamentele se primesc la administrația revistei, la sediile filialelor ASIT din întreaga țară precum și la responsabilii cu presa din cercurile ASIT. Instituțiile și întreprinderile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinete tehnice în contul nostru de virament: Publicațiile Tehnice ASIT 070124 B.R.P.R. Filiala I. V. Stalin. Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual; individual: lei 30 anual. Prețul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea Poligrafică nr. 2, București.

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. V (p. 1—48) Nr. 1, ianuarie — februarie București, 1961

MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1963

Ing. V. SCHÖNBERGER

Sarcinile întreprinderii „Automatica"

CZ 621—52 :338.062.2:14(R)

Importantele unități industriale ce s-au dat în funcțiune în ultimii ani în țara noastră cu ajutorul Uniunii Sovietice și în colaborare cu celelalte țări socialiste, sînt înzestrate într-o măsură din ce în ce mai mare cu aparatură de automatizare.

Rezultatele obținute la Uzinele „Nicolae Cristea"-Galați, Laminorul de țevi de la Roman, Uzina de produse azotoase de la Govora și multe altele, dovedesc în practică însemnătatea deosebită a proceselor automatizate de producție în dezvoltarea industriei socialiste pe linia creșterii continue a productivității muncii.

În diferite institute de proiectări departamentale s-au creat colective de automatiști, care au conceput și realizat automatizări în ramura de producție pentru care lucrează. Astfel, la IPROMET, între altele, s-a realizat lucrarea de automatizare parțială a noilor furnale ce s-au construit la Hunedoara și s-a proiectat automatizarea celor de la Reșița etc. La IPROCHIM un colectiv numeros se ocupă cu problemele de automatizări în industria chimică. ICET a efectuat importante cercetări în domeniul automatizării extracției de țiței și în alte domenii.

Toate aceste realizări valoroase, cît și altele neamintite mai sus, au deschis calea automatizărilor din țara noastră, dar în același timp au arătat necesitatea unei organizări deosebite în acest domeniu, care să ducă la concentrarea eforturilor, la introducerea automatizării în ramurile cheie ale industriei și la asigurarea funcționării optime a instalațiilor realizate.

Partidul Muncitoresc Romîn, elaborînd Directivele pentru planul de dezvoltare socialistă a economiei naționale pe perioada 1960—1965, a precizat importanța deosebită ce trebuie acordată automatizărilor și din analiza situației în acest domeniu, cît și a sarcinilor, a ajuns la următoarele concluzii :

— necesitatea creării unei unități puternice, care să livreze și să pună în funcțiune instalațiile de automatizare, asigurînd pentru aceasta lucrările de cercetare, proiectare, montaj, cît și de formare a cadrelor de întreținere a instalațiilor ;

— asigurarea în țară a unei baze materiale pentru automatizare prin realizarea unui program de asimilare a principalelor elemente de automatizare.

În cadrul acțiunilor de pregătire a celui de al III-lea Congres al P.M.R. s-a înființat întreprinderea „Automatica" cu un profil complex de cercetare, proiectare, montaj și formare de cadre.

În fața colectivului însărcinat cu organizarea acestei întreprinderi s-a pus problema de a găsi acel factor, prin rezolvarea căruia se poate demara întreaga problemă, la nivelul cerut de sarcinile trasate de partid și guvern. S-a ajuns la convingerea că prin crearea unui sector puternic de proiectare se realizează tocmai un asemenea factor.

Într-adevăr, începînd proiectarea automatizării unor linii de fabricație sau uzini întregi, se intră imediat în miezul sarcinilor. Lucrînd asupra unor teme reale prevăzute în planul de stat pentru a fi realizate la termene planificate, se formează un colectiv plin de răspundere, care studiază și dă soluții la aplicarea automatizărilor în diferite procese de producție. În timpul muncii de proiectare se stabilesc și temele de cercetare ; astfel se exclude posibilitatea unor cercetări abstracte, nelegate de viață, și se rezolvă în cadrul cercetărilor, problemele puse de proiectanți. În timpul întocmirii proiectelor se clarifică și caracteristicile aparaturii ce trebuie asimilată în țară ; de asemenea, se pun bazele și pentru activitatea de montaj.

Dacă proiectarea lucrărilor se face în colective în care lucrează — alături de ingineri cu experiență și un număr mai mare de ingineri și tehnicieni cu practică tehnică generală, fără să fie specialiști în automatizări — și tineri care au studii teoretice de specialitate, fără să aibă experiență, cadrele se formează repede.

Aceste considerente au determinat conducerea întreprinderii să pună în centrul activității formarea și dezvoltarea sectorului de proiectări, cu atît mai mult cu cît acest lucru se putea face și fără cheltuieli materiale deosebite.

După oarecare perioadă de pregătire, începînd din luna august, „Automatica" și-a început acti-

vitatea tehnică de proiectare. S-a constituit un număr de colective specializate pe ramuri de producţie, pornind de la ramurile de bază ale industriei. Colectivele s-au format pe măsura în care au existat comenzi ferme pentru proiectele ce urmează să se execute. Astfel, s-au creat colective pentru industria minieră, siderurgică, construcţii de maşini, materiale de construcţie, industria alimentară etc.

Este interesant de arătat cum, pe măsura rezolvării unor probleme dintr-o ramură, creşte încrederea în posibilităţile automaticii şi apar noi comenzi. De exemplu, odată cu avizarea proiectului întocmit de „Automatica" pentru automatizarea staţiei de flotaţie centrală a minereurilor neferoase de la Baia Mare, departamentul beneficiar a lansat 4 noi comenzi pentru proiectarea automatizării altor lucrări.

În urma participării specialiştilor de la „Automatica" la întocmirea de către ITCME a studiului tehnico-economic pentru fabricarea maşinilor-unelte cu comandă program, acest Institut s-a adresat întreprinderii cu 5 comenzi ferme pentru lucrări de automatizare în domeniul construcţiilor de maşini.

Pe aceeaşi linie se efectuează lucrări pentru automatizarea blumingului-1000 de la Hunedoara, perfecţionarea instalaţiilor de automatizare de la Uzinele „Nicolae Cristea"-Galaţi, automatizarea Fabricii de geamuri-Scăeni.

Cu mîndrie a aflat tînărul colectiv de la „Automatica" din Raportul tov. Gheorghe Gheorghiu-Dej la Plenara C. C. al P.M.R. din octombrie 1960, că o parte însemnată a obiectivelor industriale ce se pun în funcţiune în 1961, vor lucra cu instalaţiile concepute şi proiectate de el.

O lucrare de o mare însemnătate efectuată la „Automatica", este studiul tehnico-economic cu privire la asimilarea în ţara noastră a fabricaţiei elementelor de automatizare. Acest studiu atacă problema pentru o primă etapă, care se întinde pînă la finele anului 1962 şi prevede introducerea în fabricaţie a aparaturii care să formeze un sistem unitar de reglaj (inclusiv aparatura primară), electronic şi pneumatic, aparatura pentru acţionări electrice şi aparatura anexă. Studiul determină tipurile necesare de aparate, parametrii tehnici, uzina în care să se producă, cît şi un program de asimilare. În urma analizei economice, se propun pentru asimilare numai acele aparate care au o întrebuinţare mai generală şi a căror producţie se justifică din punct de vedere economic. La această lucrare au muncit 11 ingineri din „Automatica" şi au contribuit peste 50 de specialişti din alte unităţi de producţie şi proiectare cu observaţii, sfaturi, critici constructive şi sugestii. Începînd din anul 1961, planul tehnic a 11 întreprinderi din M.I.G. cuprinde sarcini în legătură cu asimilarea elementelor de automatizare.

La „Automatica" s-a creat un centru de coordonare a acestei activităţi, dîndu-se viaţă Hotărîrii Consiliului de Miniştri care prevede însuşirea aplicării elementelor de automatizare în ţara noastră.

Munca organizatorică este încă în toi în sectorul de proiectări, dar s-a şi impus necesitatea de a lărgi activitatea şi în afara acestui sector.

În primul rînd, este necesar să se dezvolte urgent un sector de studii şi cercetări. Lucrările de proiectare pun întrebări care pot fi rezolvate numai prin cercetare şi modelare. S-au format nuclee de cercetare în domeniul aparaturii electronice, aparaturii pneumatice, a maşinilor de calcul industriale, a telecomenzilor şi a acţionărilor electrice care în viitorul apropiat îşi organizează laboratoare.

Pentru rezolvarea practică a temelor de proiectare se cer tehnicienilor de la „Automatica" cunoştinţe teoretice vaste ; de aceea, toţi inginerii întreprinderii urmează cursuri organizate în întreprindere şi cu forţe proprii, de nivel post universitar, unde îşi însuşesc cunoştinţele teoretice necesare.

Atenţia permanentă pe care a acordat-o conducerea partidului şi guvernului tinerei întreprinderi, grija organelor de partid şi ale Ministerului Industriei Grele faţă de „Automatica", în urma Directivelor celui de al III-lea Congres al Partidului Muncitoresc Romîn de a dezvolta rapid această unitate, au făcut ca în scurta perioadă care a trecut de la începerea activităţii, la „Automatica" să se desfăşoare o muncă vastă, constructivă.

Această muncă, nu a depăşit încă limitele activităţii de pregătire tehnică. Menirea întreprinderii este de a executa automatizarea, de a preda instalaţiile „la cheie" beneficiarilor şi de a asigura funcţionarea acestora. Pentru aceasta trebuie deplasat centrul de greutate al activităţii din birourile de proiectare pe şantiere.

Pe şantierul Tăbăcăriei minerale — Jilava au şi sosit primii monteuri ai întreprindeii. În săptămînile ce urmează se va întări sectorul de montaj ca, treptat, el să devină preponderent în întreprindere.

Sarcinile întreprinderii „Automatica" derivă din planul de dezvoltare economică a ţării stabilit la Congresul partidului. Aceste sarcini măreţe sînt primite cu entuziasm şi hotărîre de colectivul întreprinderii „Automatica", care conştient de răspunderea lui în introducerea celei mai avansate tehnici, luptă pentru a răspunde încrederii ce i s-a acordat.

Ing. S. SCHÄCHTER, ing. R. VALENT, ing. N. COSTAKE

Asimilarea elementelor de automatizare în R.P.R. — sarcină importantă pentru ridicarea nivelului tehnic

CZ 621-52 :338.062.214(R)

Introducere

Directivele Congresului al III-lea al P.M.R. acordă o mare importanţă ridicării continue a nivelului tehnic în industria noastră. Automatizarea proceselor de producţie constituie una din liniile principale ale progresului tehnic în etapa actuală.

Ţinînd seama de importanţa pe care trebuie s-o aibă în anii următori introducerea automatizărilor industriale pe scară largă, problema elementelor de automatizare capătă o greutate specială. Marile obiective industriale prevăzute a fi realizate în cadrul planului de 6 ani presupun investiţii importante în aparatura de măsură şi automatizare.

Pentru a avea o imagine a greutăţii specifice pe care o reprezintă aceasta, în tabela 1 se prezintă, indicativ, valoarea instalaţiilor de automatizare, în procente din valoarea întregului obiectiv automatizat pentru unităţi din industria chimică.

Tabela 1

Nr. crt.	Nivelul de instrumentaţie şi de automatizare	Valoarea în %
1	Procese discontinui cu aparatură de măsură şi interblocări parţiale	7
2	Procese discontinui cu aparatură de măsură	5
3	Procese continui cu aparate de măsură	5
4	Procese continui cu aparate de măsură şi interblocări parţiale	8
5	Procese continui cu aparate de măsură extinse	12
6	Procese discontinui cu aparate de reglare parţială	8
7	Procese discontinui cu aparate de reglare cu program, extinsă	15
8	Procese continui cu aparatură de reglare simplă (chimie anorganică)	10
9	Procese continui cu aparatură de măsură şi reglare complicată (chimie organică)	18

Observaţie: Tabela de mai sus este întocmită după cifrele de control elaborate de IPROCHIM în conformitate cu H.C.M. 387/1958 şi Ordin CSCAS 94/1959 pentru a fi folosite în studii şi sarcini de proiectare.

Din tabela 1 rezultă că acest indice are o valoare cuprinsă între 5...18%. Din această cifră se poate considera că cca. 70% reprezintă valoarea aparaturii de automatizări.

Dacă estimăm valoarea aparaturii ce urmează a fi importată între anii 1960 şi 1962, perioada de asimilare a elementelor de automatizare în ţară şi a elementelor ce vor continua să fie importate în următorii ani ai planului de 6 ani, asimilarea elementelor de automatizare în ţară va degreva sarcinile importului cu o sumă importantă.

Asimilarea elementelor de automatizare în ţară mai este justificată economic şi datorită faptului că această aparatură include o cantitate mare de manoperă (de concepţie şi direct productivă) iar prin preţul anumitor elemente de automatizare importate se exploatează noutatea şi exclusivitatea.

O primă estimaţie a costului unor elemente de automatizare în cazul producerii lor în ţară arată aproape întotdeauna valori mai mici decît cele corespunzătoare importului.

Asimilarea elementelor de automatizare în ţară se justifică şi în cazurile în care seria predeterminată este mică, datorită economiei de devize rezultată pe ansamblul economiei naţionale. Pe de altă parte odată realizată asimilarea elementelor de automatizare, posibilitatea de automatizare a diverselor instalaţii de importanţă mai redusă dar foarte numeroase va deveni economică, ceea ce va spori considerabil cererea de aparatură de automatizare.

Toate acestea arată justeţea liniei partidului de a asimila fabricarea elementelor de automatizare în ţară.

1. Probleme generale

În vederea considerării în ansamblu a principiilor care trebuie să stea la baza asimilării elementelor de automatizare în R.P.R., în cadrul întreprinderii „Automatica" s-a realizat un studiu. La baza acestui studiu au stat următoarele linii directoare:

— unificarea şi modernizarea elementelor de automatizare inclusiv ale parametrilor de intrare-ieşire, în scopul micşorării tipurilor dar cu acoperirea domeniilor necesare;

— stabilirea direcţiilor de dezvoltare a diverselor tipuri de elemente (pneumatice, electronice, hidraulice, mecanice);

— eşalonarea în timp a asimilării diverselor elemente după: ordinea urgenţei de utilizare, posibilităţile tehnologice de realizare, piaţa externă;

— miniaturizarea aparaturii secundare în vederea centralizării şi dispecerizării controlului şi comenzilor;

— asigurarea direcţiei principale în domeniul introducerii automatizărilor — automatizarea complexă.

În acest spirit asimilarea aparaturii de automatizare a fost considerată în două etape. Etapa I-a se referă la automatizarea analogică în bucle de reglare, iar etapa a II-a se referă la automatizarea digitală şi complexă.

Pentru prima etapă s-a propus asimilarea elementelor de automatizare care acoperă următoarele domenii de automatizare :

— analogic continuu (sistemul electronic şi pneumatic unificat) pentru procese industriale ;

— analogic discontinuu (sistem electric) pentru procese industriale ;

— analogic continuu (sistem electronic şi electric) pentru acţionări electrice.

De asemenea s-a prevăzut şi o serie de elemente auxiliare pentru acţionări electrice, semnalizări şi telecomenzi (relee, contactori, lămpi etc.).

În etapa a II-a urmează să fie studiată aparatura din următoarele domenii :

— telemecanică industrială ;
— control centralizat ;
— automatizare digitală ;
— automatizare complexă.

În cele ce urmează vor fi prezentate principalele considerente legate de elementele ce urmează a fi asimilate în etapa I-a.

2. Sistemul unificat de reglare automată.

Tendinţele tehnice mondiale în domeniul elementelor de automatizare pot fi considerate următoarele :

— dezvoltarea de sisteme de elemente unificate electronice şi pneumatice, cu mărimi de intrare şi ieşire standardizate, cu convertori de trecere de la un sistem la altul, ceea ce oferă o mare elasticitate în rezolvarea problemelor ;

— importanţa din ce în ce mai mare a sistemelor electronice tranzistorizate, în special, pentru elemente diferite de cele de execuţie (care rămîn — în cazul vanelor — de preferinţă pneumatice) ; aceasta este justificat pe de o parte datorită avantajelor sistemelor electronice (rapiditate, rază de acţiune mare etc.) pe de altă parte din cauza posibilităţii de a introduce automatizare complexă analogică sau digitală ;

— introducerea de traductori de mare precizie bazaţi pe principii de funcţionare noi (radioactivitate, ultrasunete etc.) acoperind game de măsură foarte largi.

Dacă în ceea ce priveşte elementele de măsură (primare), varietatea fenomenelor şi mediilor ce urmează a fi controlate impun o gamă relativ mare de astfel de elemente, elementele următoare (intermediare şi de execuţie) pot fi tipizate şi deci standardizate. Marea cerinţă de elemente de automatizare şi telemecanică indică necesitatea tipizării principalelor tipuri de elemente în vederea organizării producţiei de masă. Sarcina realizării de sisteme unificate de reglare care a apărut în tehnica mondială, a devenit o linie importantă a politicii tehnice în statele socialiste.

Aceasta impune realizarea unui sistem unitar de stat pentru mijloacele tehnice de automatizare, sistem capabil să rezolve problemele complicate ale automatizării moderne a producţiei. Principiul de construcţie a acestui sistem este cel al agregatului realizat cu blocuri tipizate. Nomenclatura relativ redusă cerută în acest caz, permite să se organizeze producţia de serie mare, să se micşoreze astfel costul elementelor şi să se asigure siguranţa lor în exploatare.

Plecînd de la aceste concluzii s-a propus asimilarea unui sistem unificat de automatizare pneumatic-electric pentru a se micşora la minimum numărul tipurilor de elemente ce trebuie asimilate şi în special a aparaturii secundare (indicatoare, înregistratoare, regulatoare). Alegerea mărimilor standard de intrare şi ieşire ale sistemului unificat trebuie să facă posibil acordul caracteristicilor şi parametrilor elementelor traducătoare cu elementele secundare şi de execuţie. În această privinţă, alegerea s-a făcut în conformitate cu tendinţele moderne.

În construcţia structurii sistemului unificat s-a urmărit posibilitatea folosirii anumitor elemente de automatizare din import în interiorul unei bucle de control automat formată cu aparataj unificat. Aceasta este necesar avînd în vedere faptul că se va face asimilarea principalelor tipuri de elemente şi nu totalitatea lor.

Sistemul unificat trebuie să permită controlul complex automatizat şi prelucrarea datelor cu ajutorul maşinilor electronice de calcul spre a corespunde etapei următoare de automatizare.

Sistemul unificat este format pe principiul asigurării unei scheme de automatizare care să satisfacă cerinţele de a folosi aparatură pneumatică în mod exclusiv, aparatură electrică şi pneumatică sau aparatură electronică exclusiv. În figura 1 este indicată schematic structura sistemului unificat. Acesta cuprinde 8 tipuri de elemente : traductori, convertori, regulatori, organe de execuţie, elemente de alimentare, înregistratori, indicatori şi elemente auxiliare.

Tendinţele tehnicii mondiale arată o preferinţă pentru sistemul electronic faţă de cel pneumatic, deoarece :

— sursa de energie electrică este mai uşor accesibilă ;

— miniaturizarea aparaturii se poate face mult mai eficace ;

— transmisia la distanţe mari a semnalului este mai comodă ;

— integrarea în sistemul de automatizare complexă se face mai uşor.

Asimilarea simultană a sistemului pneumatic cu sistemul electronic este totuşi justificată în R.P.R., deoarece :

— cererile de echipament pneumatic faţă de echipamentul electronic sînt în proporţie de 4/1 ;

— posibilităţile industriale de asimilare ale sistemului pneumatic sînt de natură a determina scurtarea termenului de asimilare faţă de sistemul electronic;

— consideraţiile mondiale privind preţul instalaţiilor pneumatice de automatizare arată că, în etapa actuală, aceasta este mai ieftină decît preţul instalaţiilor electronice;

Toate aceste argumente au impus concluzia necesităţii asimilării paralele a sistemului unificat electronic şi pneumatic, astfel încît să existe cît mai multe piese constitutive comune. Aceasta corespunde tendinţei mondiale în construcţia de aparatură de reglare din U.R.S.S., R.D.G., R. S. Cehoslovacă, S.U.A., R.F.G. etc.

În U.R.S.S. de exemplu a fost dat în ex-

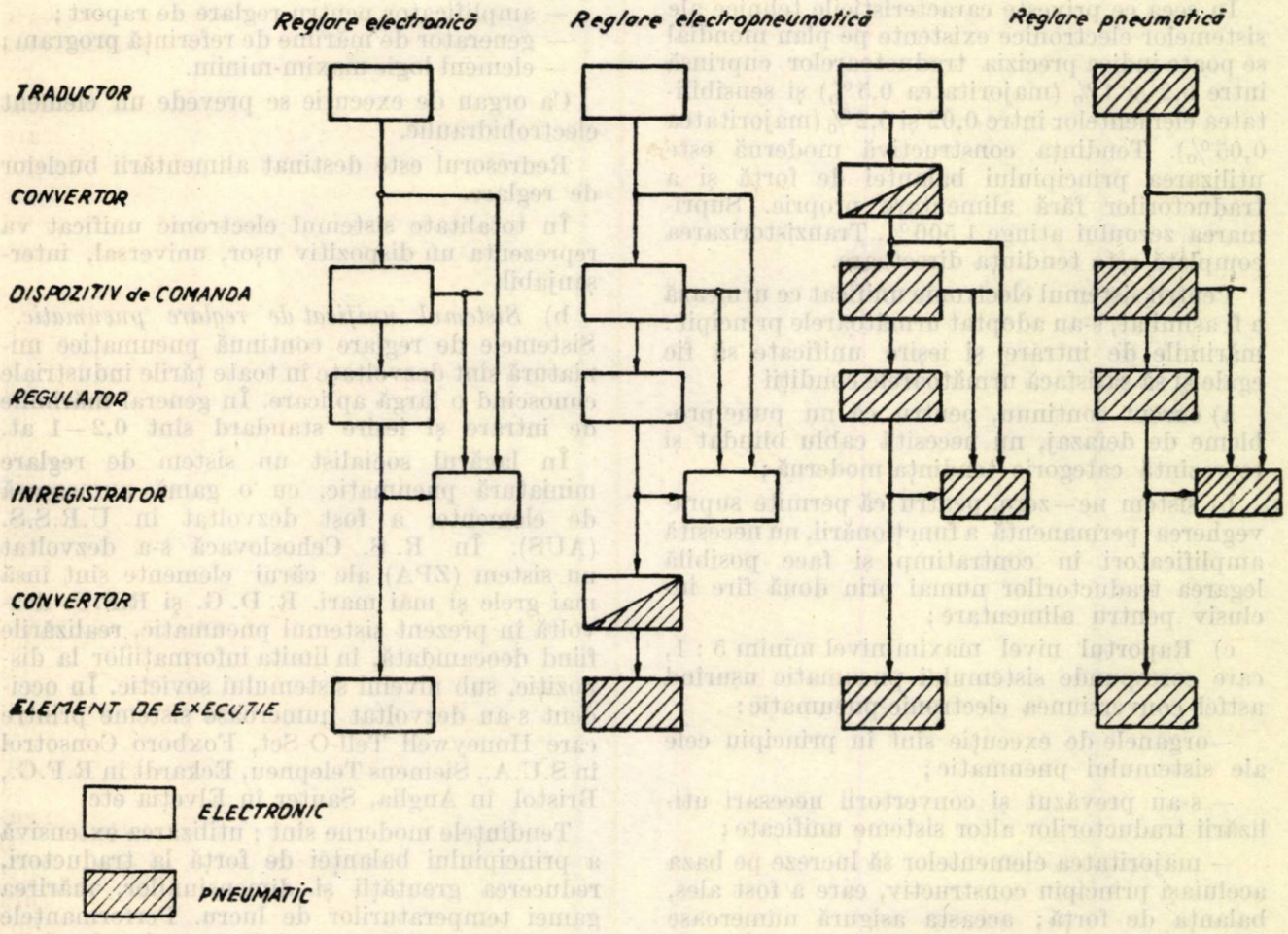


Fig. 1. Structura sistemelor unificate de reglare.

— majoritatea livrărilor complexe din import fiind prevăzute cu aparatură pneumatică, principalele experienţe de exploatare şi întreţinere ale echipamentelor de reglare se referă la cele pneumatice;

— trebuie asigurată înlocuirea echipamentului în caz de eventuală defectare;

— întreţinerea aparaturii se poate realiza cu personalul existent în întreprinderile noastre în prezent;

— analiza tendinţelor de folosire a echipamentelor de automatizare pneumatice făcută în cadrul Congresului I.F.A.C. de la Moscova din 1960, a arătat că cel puţin în următorii 10 ani acest echipament va continua să fie folosit intens.

ploatare în 1957 sistemul unificat penumatic AUS iar în 1960, sistemul unificat electronic EAUS.

a) *Sistemul unificat de reglare electronic.* Dezvoltarea sistemelor unificate de reglare continuă electronice, miniaturizate, este de dată recentă, neexistînd încă anumite soluţii admise unanim nici măcar în privinţa mărimilor de intrare şi ieşire. În U.R.S.S. s-a realizat de curînd sistemul EAUS iar în vest s-au dezvoltat cîteva sisteme dintre care amintim sistemul Honeywell Electrik Tel-O-Set (S.U.A.), Foxboro Consotrol (S.U.A.), Swartout Autronic (Anglia), Siemens Teleperm (R.F.G.), Hokushin (Japonia).

În R.P.R. o grupă de cercetători de la ICET lucrează la elementele unui sistem electronic uni-

ficat. În prezent se elaborează un prototip experimental de regulator electronic cu tuburi şi se lucrează la tranzistorizarea acestuia. De asemenea se lucrează la adaptori pentru temperatură, traductor final curent-presiune, respectiv curent-curent, cercetarea fiind în stadiul de montaj experimental. S-a elaborat şi un prototip experimental de debitmetru electromagnetic şi unul de *p*H-metru indicator.

În ceea ce priveşte caracteristicile tehnice ale sistemelor electronice existente pe plan mondial se poate indica precizia traductoarelor cuprinsă între 0,2 şi 1% (majoritatea 0,5%) şi sensibilitatea elementelor între 0,02 şi 0,2% (majoritatea 0,05%). Tendinţa constructivă modernă este utilizarea principiului balanţei de forţă şi a traductorilor fără alimentare proprie. Suprimarea zeroului atinge 1 500%. Tranzistorizarea completă este tendinţa directoare.

Pentru sistemul electronic unificat ce urmează a fi asimilat, s-au adoptat următoarele principii: mărimile de intrare şi ieşire unificate să fie egale şi să satisfacă următoarele condiţii:

a) curent continuu, pentru că nu pune probleme de defazaj, nu necesită cablu blindat şi reprezintă categoric tendinţa modernă;

b) sistem ne—zero, pentru că permite supravegherea permanentă a funcţionării, nu necesită amplificatori în contratimp şi face posibilă legarea traductorilor numai prin două fire inclusiv pentru alimentare;

c) Raportul nivel maxim-nivel minim 5 : 1, care corespunde sistemului pneumatic uşurînd astfel conversiunea electronic-pneumatic:

—organele de execuţie sînt în principiu cele ale sistemului pneumatic;

— s-au prevăzut şi convertorii necesari utilizării traductorilor altor sisteme unificate;

— majoritatea elementelor să lucreze pe baza aceluiaşi principiu constructiv, care a fost ales, balanţa de forţă; aceasta asigură numeroase subansamble comune atît sistemului electronic cît şi celui pneumatic;

— sarcina admisă de fiecare element permite alimentarea a 3 elemente care îl succed.

În figura 2 este prezentat tabloul elementelor sistemului electronic unificat.

Traductorii principali sînt traductori de temperatură, presiune diferenţială, tensiune, rezistenţă şi nivel; sînt prevăzuţi de asemenea traductori de debit, de *p*H, analiza gazelor, traductori de conductibilitate, de consistenţă, de viscozitate, colorimetru-turbidimetru, traductori radioactivi.

Convertorii permit utilizarea în sistemul unificat a traductoarelor din sistemul ne-zero de c.c., cu alte semnale de intrare-ieşire şi din sisteme de curent alternativ.

Regulatorul PID este prevăzut a fi în întregime tranzistorizat.

Înregistratorul şi indicatorul sînt prevăzuţi în trei execuţii:

— înregistrator cu o peniţă şi două indicatoare;

— înregistrator cu două peniţe şi un indicator;

— un indicator central cu scara 240°;

Ca elemente auxiliare s-au prevăzut:

— sursă etalon de precizie pentru convertoare;

— amplificator pentru reglare de raport;

— generator de mărime de referinţă program;

— element logic maxim-minim.

Ca organ de execuţie se prevede un element electrohidraulic.

Redresorul este destinat alimentării buclelor de reglare.

În totalitate sistemul electronic unificat va reprezenta un dispozitiv uşor, universal, intersanjabil.

b) *Sistemul unificat de reglare pneumatic.* Sistemele de reglare continuă pneumatice miniatură sînt dezvoltate în toate ţările industriale cunoscînd o largă aplicare. În general mărimile de intrare şi ieşire standard sînt 0,2—1 at.

În lagărul socialist un sistem de reglare miniatură pneumatic, cu o gamă numeroasă de elemente, a fost dezvoltat în U.R.S.S. (AUS). În R. S. Cehoslovacă s-a dezvoltat un sistem (ZPA) ale cărui elemente sînt însă mai grele şi mai mari. R. D. G. şi R.P.U. dezvoltă în prezent sistemul pneumatic, realizările fiind deocamdată, în limita informaţiilor la dispoziţie, sub nivelul sistemului sovietic. În occident s-au dezvoltat numeroase sisteme printre care Honeywell Tell-O-Set, Foxboro Consotrol în S.U.A., Siemens Telepneu, Eckardt în R.F.G., Bristol în Anglia, Sauter în Elveţia etc.

Tendinţele moderne sînt: utilizarea extensivă a principiului balanţei de forţă la traductori, reducerea greutăţii şi dimensiunilor, mărirea gamei temperaturilor de lucru. Performanţele sînt în general comparabile cu cele ale sistemului electronic.

Pentru sistemul unificat pneumatic ce urmează a fi asimilat s-au admis următoarele principii: mărimile standard de intrare şi ieşire 0,2—1 at.

În acest fel poate lucra împreună cu alte sisteme şi poate deci înlocui elemente ale echipamentelor existente în ţară; ca model de referinţă este considerat sistemul sovietic AUS.

În fig. 3 sînt indicate elementele sistemului pneumatic unificat.

Se prevăd 7 traductori primari, deoarece gama principală de traductori pentru diverse mărimi fizice există în cadrul sistemului electronic. Aceşti traductori sînt traductori de temperatură, de presiune diferenţială (presiuni mici şi nivel), de presiune mare, de mV şi ohmi, de debit mic, de poziţie şi de nivel cu plutitor.

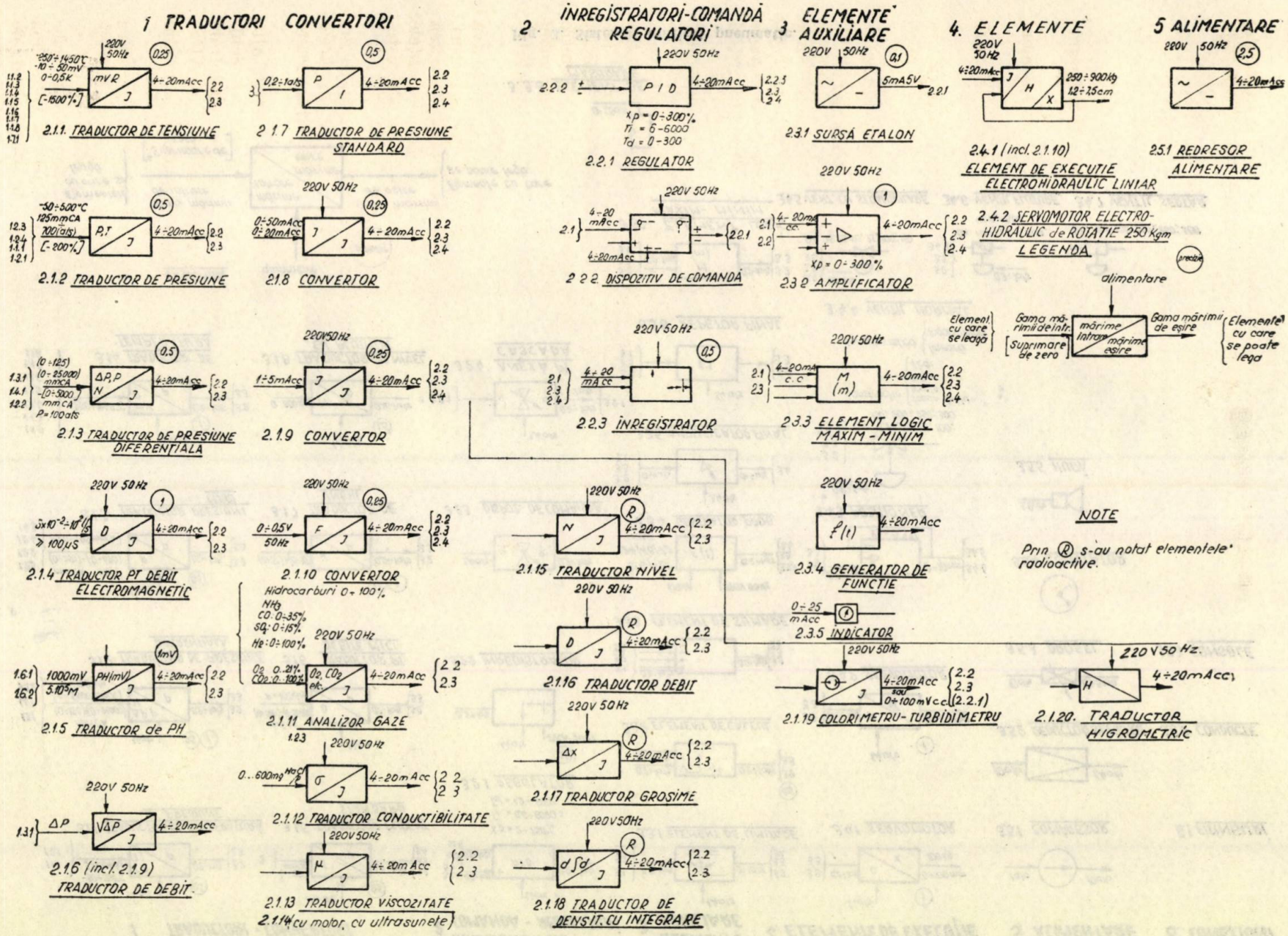


Fig. 2. Sistemul unificat electronic.

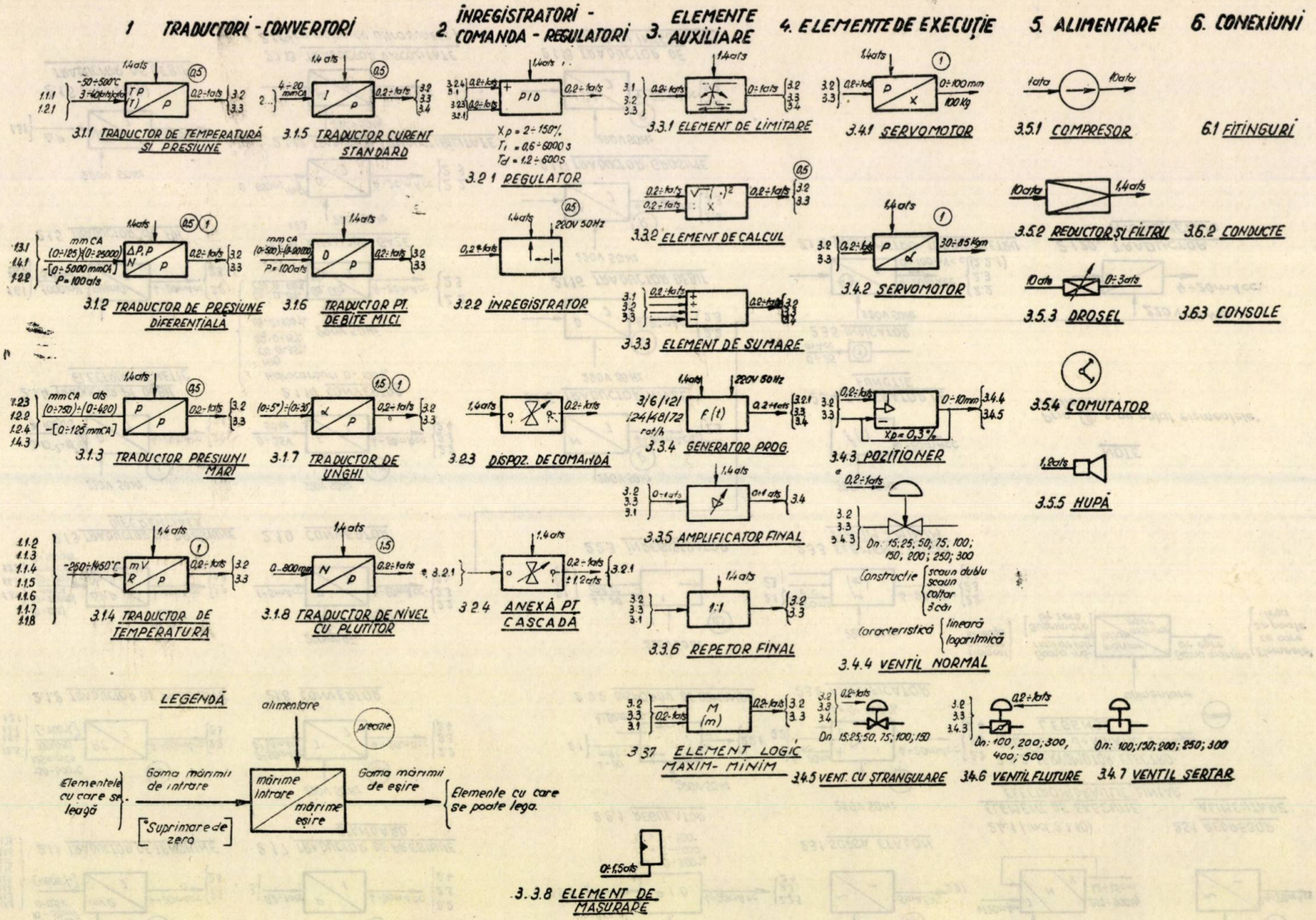


Fig. 3. Sistemul unificat pneumatic.

Convertorul este realizat cu traductorul de presiune 0,2—1 at în curent standard.

Înregistratorul şi indicatorul sînt prevăzuţi în aceleaşi execuţii ca şi în cazul înregistratorului şi indicatorului electronic.

Ca elemente auxiliare s-au prevăzut :
— element de limitare ;
— element de calcul ;
— element de sumare ;
— generator de program ;
— repetor final ;
— amplificator ;
— element logic.

Ca organe de execuţie s-au prevăzut :
— servomotor liniar ;
— servomotor pentru deplasări unghiulare ;
— poziţioner pentru ventile ;
— ventile.

Ca organe de alimentare au fost prevăzute în sistem :
— compresor ;
— reductor şi filtru ;
— drosel reglabil ;
— comutator pneumatic.

Pentru schema de protecţie s-a prevăzut şi o hupă pneumatică.

Pentru asigurarea utilizării sistemului de reglare pneumatic mai trebuie asigurate fitinguri, conducte din cupru, aluminiu şi masă plastică şi console de montaj.

Sistemul unificat pneumatic va reprezenta un dispozitiv uşor, interşanjabil (putînd fi introdus în buclele sistemelor din livrări complexe) şi complet antiexploziv.

3. Sistemul de automatizare discontinuă

Automatizarea discontinuă reprezintă un stadiu care se realizează cu minimum de aparatură, în general un traductor şi un organ de execuţie.

În propunerea de asimilare a elementelor acestui sistem s-a ţinut seamă de elementele asimilate pînă acum în ţară.

S-a prevăzut ca în construcţia traductorilor să se folosească aceleaşi elemente de măsură (termometru cu bulb, burdufuri de presiune) ca cele folosite la traductorii sistemului unificat.

De asemenea organele de execuţie, respectiv vanele, folosesc maximum de subansamble comune cu cele din sistemul unificat (vana propriu-zisă), organul de acţionare fiind un electromagnet sau un servomotor.

Aparatura prevăzută în acest sistem este în mod exclusiv electrică considerîndu-se că această aparatură se instalează şi în medii neindustriale unde nu există reţea de aer comprimat (încălziri centrale, ventilaţii, climatizări, alimentări cu apă etc.).

Elementele din acest sistem vor avea utilizare foarte răspîndită degajînd însemnate valori din planurile de import anuale.

În fig. 4 este prezentat sistemul de automatizare discontinuu.

Pentru realizarea traductorilor s-a prevăzut folosirea microcontactelor renunţîndu-se la contactele cu mercur, deoarece :
— se reduc tipurile constructive ;
— se obţin aparate care funcţionează în orice poziţie ;
— microcontactele sînt de-acum asimilate în fabricaţie în R.P.R.

Capacitatea de rupere a microcontactelor prevăzute permite comanda directă a organelor de execuţie din sistem sau în cazul puterilor mari prin intermediul contactorilor de curent trifazic.

S-a prevăzut construcţia următorilor traductori :
— termometru cu tijă pentru domeniul + 10 ... 500°C în special pentru etuve, cazane, cuptoare ;
— termostat cu bulb pentru gama — 25 ... ... 370°C ;
— nivostat cu rezistenţă destinat în special lichidelor murdare ;
— nivostat cu plutitor destinat lichidelor omogene din vase deschise sau închise cu presiuni pînă la 16 at ;
— higrostat cu fire textile destinat instalaţiilor de climatizare şi uscătoriilor ;
— presostat ce acoperă domeniul de la 0,8 ... 20 at ;
— presostat diferenţial pentru domeniul 350 ... 8 000 mm CA ;
— manometru cu contacte pentru domeniul 0 ... 100 at cu contacte de minim şi maxim ;
— supraveghetor de flacără ce reprezintă un releu fotoelectric sensibil la spectru ultraviolet ;
— releu fotoelectric sensibil la spectru vizibil sau infraroşu.

Ca regulatori în sistemul de reglare discontinuă se vor folosi aparatele indicatoare cu testare cu un contact sau două contacte şi aparatele indicatoare cu releu fotoelectric cu precizie 0,5% cu care se poate obţine şi un reglaj continuu proporţional folosindu-se şi un organ de execuţie din sistemul unificat de reglaj proporţional. Aceste regulatoare se folosesc în cazul măsurării cu termocuple sau termorezistenţe şi cînd se doreşte a se avea şi un control vizual al mărimilor reglate. După utilizare se execută două tipuri : milivoltmetru pentru termocuple şi logometru pentru rezistenţe.

S-a prevăzut de asemenea şi construcţia unui regulator program cu ciclul pînă la 24 ore.

Ca înregistrator cu mai multe puncte este indicată utilizarea înregistratorului asimilat în ţară (Termotehnica) ce permite înregistrarea a 6 puncte.

Ca element auxiliar s-a prevăzut un comutator de pauză destinat reglărilor cu regulator cu testare.

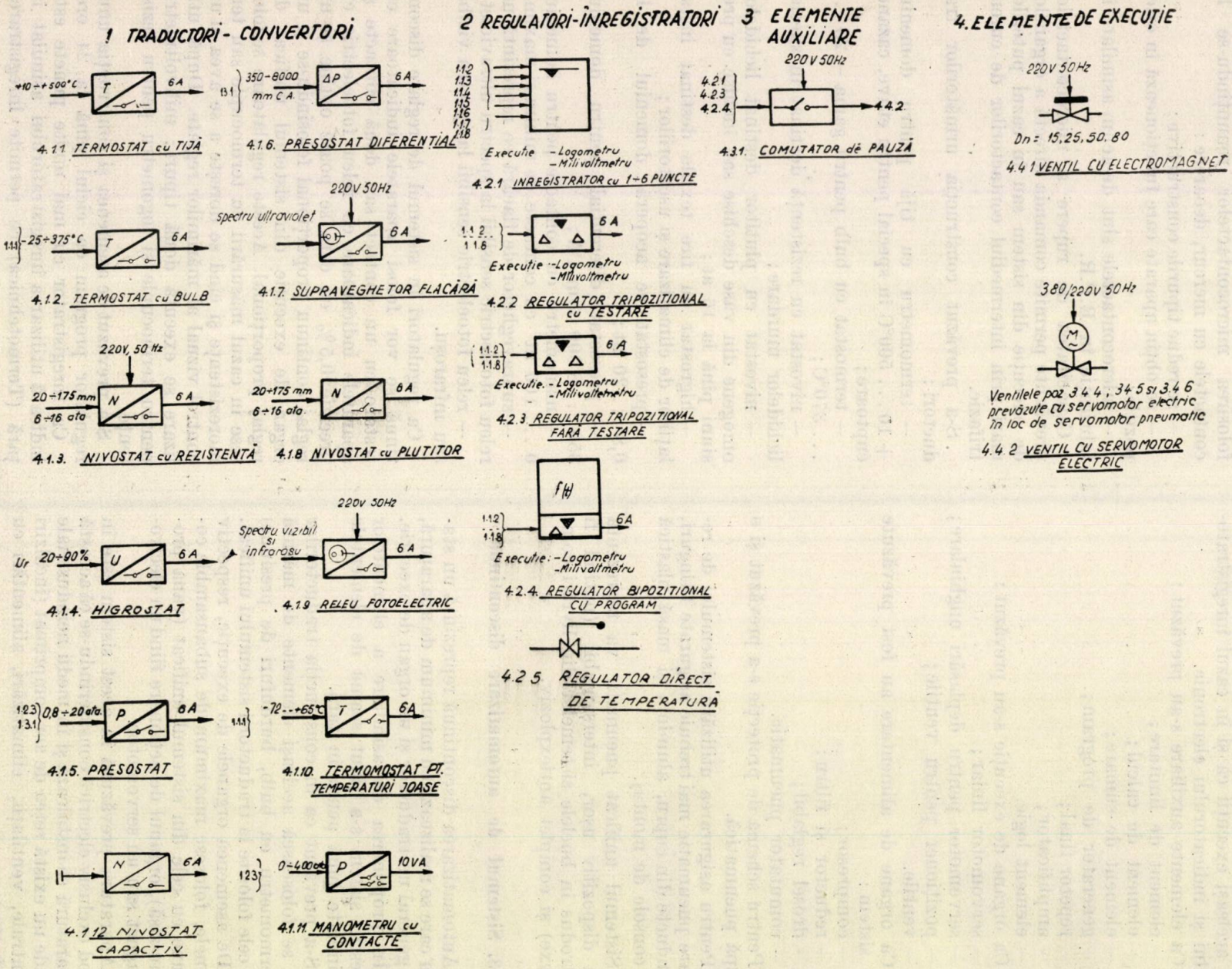


Fig. 4. Sistemul de automatizare discontinuu.

Ca organe de execuţie s-au prevăzut :
— ventile cu electromagnet ;
— ventile cu servomotor electric.
Sistemul de automatizare discontinuă va permite rezolvarea ieftină a problemelor de automatizare nepretenţioasă.

4. Sistemul de reglare a acţionărilor electrice

În cazul acestui sistem s-au prevăzut următoarele grupe de elemente :
— sistemul unificat de reglare cu tranzistori al acţionărilor electrice în curent continuu de puteri mici (pînă la cca. 2 kW) ;
— traductori de turaţie şi poziţie ;
— amplificatori magnetici şi amplidine ;
— servomotoare de curent alternativ, de curent continuu şi universale ;
— aparataj electrotehnic modernizat (aparate de comandă, relee, contactori etc.).

În fig. 5 este prezentat sistemul de reglare al acţionărilor electrice.

Reglarea acţionărilor electrice cu performanţe mari nu poate fi preluată de regulatoarele industriale ale sistemului unificat datorită caracterelor specifice dintre care cel mai important este existenţa unor constante de timp foarte mici.

Din această cauză, începînd cu anul 1957 — 1958 pe lîngă sistemele industriale s-au dezvoltat şi sisteme unificate pentru reglarea acţionărilor electrice.

În R.P.R. s-a elaborat de către ICET o serie de elemente tip care au şi fost experimentate.

Sistemul unificat de reglare a acţionărilor electrice cu tranzistori cuprinde următoarele elemente de bază ;
— preamplificator ;
— amplificator final ;
— dispozitiv de comandă furnizînd un curent de la 0 ... 100 mA ;
— sursa de alimentare.

Preamplificatorul se va executa într-o variantă cu reacţie de curent mare şi impedanţă de intrare mică, pentru a putea fi atacat de semnele standard. Prin adăugarea de blocuri de reacţie preamplificatorul devine regulator PID iar prin adăugarea unei reacţii pozitive, regulator PID basculant. Amplificatorul final poate fi executat de asemenea ca amplificator basculant.

Sistemul de reglare a acţionărilor electrice cuprinde următorii traductori ; :

— tahogenerator de curent alternativ monofazat-bifazat şi trifazat pentru gamele 0 ... ... 5 000 rot/min şi 600 ... 8 000 rot/min ;
— tahogenerator de curent continuu pentru gama 250 ... 800 rot/min ;
— selsine ; un selsin receptor de 8 W, un selsin transmiţător de 30 W şi un selsin diferenţial ;
— inductosin destinat automatizării maşinilor unelte cu o lungime de 250 mm şi precizie 0,010 mm ;
— amplificatori magnetici de măsură în 7 dimensiuni utilizaţi ca transformatori de curent continuu.

Ca elemente auxiliare au fost prevăzute :
— amplificatori magnetici de comandă pentru gama de puteri 5,7 ... 310 W putere de ieşire ;
— amplificatori magnetici finali pentru gama de puteri 70 ... 16 900 W c.c. şi 50 ... 12 000 W c.c. putere de ieşire ;
— pentru acţionările electrice ale laminoarelor, unde se cer viteze de răspuns foarte mari, s-a prevăzut un redresor comandat ;
— s-a propus asimilarea unei amplidine în două gabarite cu patru înfăşurări de comandă pentru puteri de la 3,5 ... 10 kW ;
— s-a prevăzut un microîntreruptor pentru curent de 6 A şi 380 V ;
— s-a indicat un limitator de cursă pentru un curent de 6 A cu două contacte ce este în fabricaţie la Electroaparataj ;
— ca relee intermediare s-au prevăzut cele de 50 W/10 VA cu şase contacte ce se asimilează la UGP ;
— în ceea ce priveşte releele temporizate s-au indicat trei tipuri de relee de timpi pentru perioade de lucru 1—60 secunde şi 1—6 minute cu 3—5 contacte, cu mai multe circuite pentru perioada 15 s ;
— 26 minute şi un releu cu contacte temporizate pentru perioada 1 — 20 minute ; pentru alte domenii s-a propus un releu electronic temporizat cu gama largă.
— s-au indicat pentru sistem contactorii ce se modernizează la Electroaparataj cu patru contacte principale şi patru auxiliare ;
— ca întreruptoare cu multe căi se vor folosi întreruptoarele şi comutatoarele pachet voltmetrice, cheie de comandă voltmetrică precum şi comutatoarele universale pentru şase circuite cu şapte poziţii executate la Electroaparataj ;
— s-a propus pentru asimilare controlere program acţionate de servomotor ;
— în sistem este de asemenea cuprinsă şi o serie unitară de cuple electromagnetice cu cuplu pînă la 20 kgm destinate automatizărilor în maşinile unelte.

Pentru organe de execuţie s-au prevăzut :
— servomotoare de c.a. cu rotorul executat sub formă de pahar, 4 tipuri de puteri între 1—10 W ;
— motor bifazat c.a. în trei gabarite cu 12 puteri şi 2 turaţii pentru gama de putere 25—400 W ;
— servomotoare de c.c. în două gabarite de micromotoare cu execuţie separată pentru două turaţii ;
— micromotoare sincrone pentru 4 dimensiuni de puteri pînă la 10 W ;

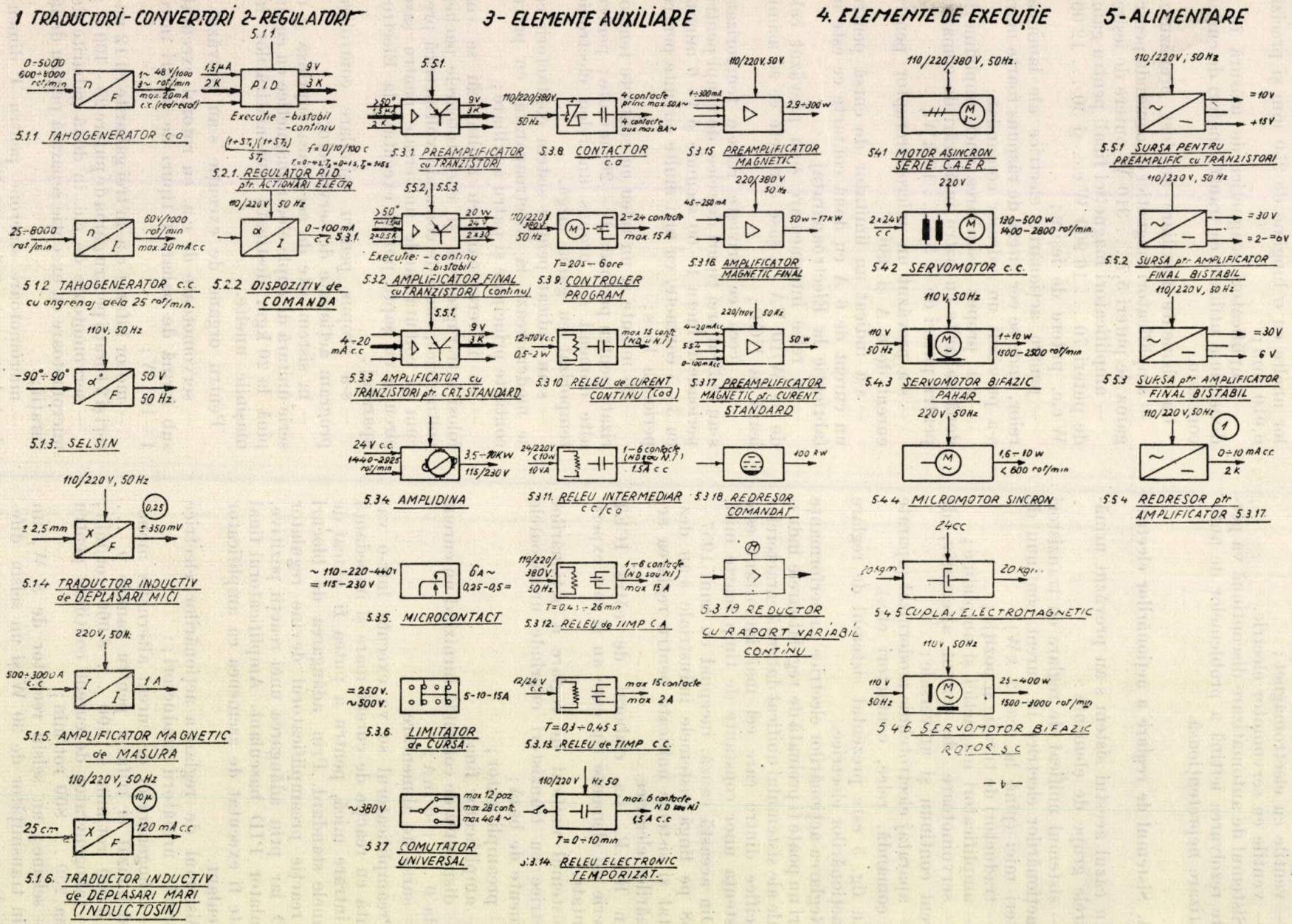


Fig. 5. Sistemul de reglare a acționărilor electrice.

— servomotoare cu bobinaj imprimat cu rotorul sub formă de disc pentru puterile 4—200W.

S-au mai prevăzut diferite elemente de circuite şi pentru montaj ce se execută la întreprinderea Electroaparataj ca : blocuri relee termice, cutie cu relee electromagnetice, cutie de comandă şi semnalizare, fişe etc.

Concluzii

Realizarea sarcinilor trasate de Congresul III-lea al P.M.R. privind automatizarea industrială, necesită asimilarea întregului program de elemente de automatizare propus.

Pentru restrîngerea numărului de tipuri şi refolosirea de subansambluri şi repere comune este necesară adoptarea unui sistem de reglare unificat.

În condiţiile specifice ale ţării noastre, sistemul unificat analogic continuu trebuie să cuprindă atît sistemul electronic cît şi sistemul pneumatic.

Realizarea planului de asimilare a elementelor de automatizare în R.P.R. va permite introducerea pe scară largă a automatizărilor în industrie.

Prof. ing. C. PENESCU, ing. V. IONESCU, ing. I. CSERVENY

Proiectarea şi realizarea unui element sensibil pentru regulatoarele automate de frecvenţă

CZ 621—533.7 : 621.316.726.078

1. Consideraţii generale

Pentru sistemele energetice moderne, reglarea automată a frecvenţei reprezintă o necesitate indispensabilă, necesitate care a apărut şi se pune cu mare stăruinţă şi în sistemul energetic al R.P.R.

Sînt bine cunoscute avantajele introduse de reglarea automată a frecvenţei. Într-o enumerare succintă, ele sînt : mărirea productivităţii consumatorilor, reducerea pierderilor în sistemele energetice, creşterea randamentului global al centralelor electrice, îmbunătăţirea indicilor tehnico-economici în sistemele electroenergetice. Instalaţiile de reglare automată a frecvenţei folosesc o serie de tipuri de regulatoare automate. După [1] ele se pot categorisi în :

— regulatoare electromecanice ;
— regulatoare electrice ;
— regulatoare electromagnetice.

Un regulator automat de frecvenţă se compune din organele de măsură ale mărimilor de la intrarea şi ieşirea sistemului de reglare (în speţă frecvenţa reglată şi frecvenţa de consemn), din organul de comparaţie ale mărimilor rezultate de la organele de măsură (comparatorul diferenţial) şi, în fine, dintr-un organ de amplificare care acţionează asupra mecanismului de variaţie a turaţiei de la regulatorul automat de viteză.

Este de remarcat că organele de măsură ale mărimilor reglate şi de consemn, ca şi comparatorul diferenţial sînt localizate într-un singur etaj numit, pentru simplificare, element sensibil. Schemele funcţionale ale acestui element în forma completă şi simplificată sînt redate după [1] în fig. 1.

Dacă x este funcţia de la ieşirea organului de măsură, atunci se vede uşor că avem în regim staţionar :

$$x = K_f (f_e - f_r) = K_f \varepsilon_f \qquad (1)$$

unde :

$$\varepsilon_f = f_e - f_r$$

f_e este frecvenţa etalon ;
f_r — frecvenţa reglată.

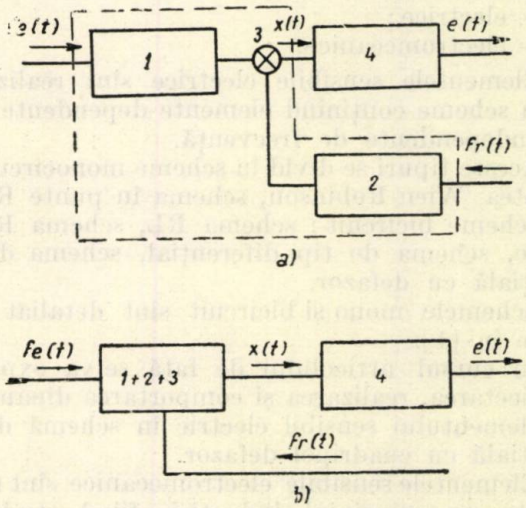


Fig. 1.

Se observă uşor că K_f reprezintă constanta de amplificare a elementului sensibil.

Schema funcţională poate fi reprezentată pe baza relaţiilor (1) sub forma din fig. 2,

Constanta de amplificare K_f se numeşte sensibilitatea elementului sensibil. Ea se defineşte riguros prin egalitatea :

$$K_f = \left(\frac{dx(\varepsilon_f)}{d\varepsilon_f}\right)_{\varepsilon_f=0} \qquad (2)$$

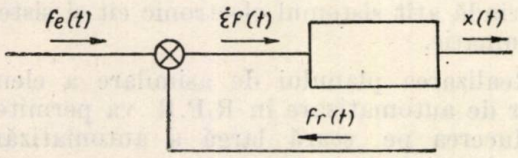


Fig. 2.

Caracteristicile principale ale unui element sensibil sînt :

— sensibilitatea, definită cu formula (2);

— inerţia, introdusă de întîrzierea pe care o dau diferitele organe ale elementului sensibil, la variaţiile de frecvenţă ;

— randamentul elementului sensibil definit de raportul :

$$\eta = \left|\frac{\Delta p}{p}\right| \qquad (3)$$

unde :

Δp este puterea debitată la bornele elementului sensibil ;

p — puterea totală absorbită de element.

Este evident că elementul sensibil va fi cu atît mai bun cu cît sensibilitatea este mai mare, inerţia mai redusă şi randamentul cît mai apropiat de unitate.

După [1], elementele sensibile folosite la regulatoarele automate de frecvenţă sînt de două tipuri :

— electrice ;

— electromecanice.

Elementele sensibile electrice sînt realizate prin scheme conţinînd elemente dependente cît şi independente de frecvenţă.

Aceste tipuri se divid în scheme monocircuit : puntea Wien-Robinson, schema în punte RLC şi scheme bicircuit : schema RL, schema RLC serie, schema de tip diferenţial, schema diferenţială cu defazor.

Schemele mono şi bicircuit sînt detaliat redate în [1].

În cursul articolului de faţă se va expune proiectarea, realizarea şi comportarea dinamică a elementului sensibil electric în schemă diferenţială cu cuadripol defazor.

Elementele sensibile electromecanice sînt realizate pe principiul inducţiei, fiind studiate amănunţit în [1].

Avantajele schemei diferenţiale cu defazor sînt : sensibilitate ridicată, inerţie redusă, randament foarte bun, posibilităţi de a influenţa funcţionarea elementului sensibil şi de alţi parametri exteriori. Elementul sensibil cu defazor este adaptabil regulatoarelor de tip electromagnetic, ale căror etaje de amplificare şi putere sînt realizate cu ajutorul amplificatoarelor magnetice. Aceste regulatoare au avantajul că pot fi realizate de întreprinderile de exploatare a sistemelor energetice prin procurarea diferitelor etaje şi realizarea în întreprinderea respectivă numai a elementului sensibil, realizare care nu este legată de dificultăţile constructive.

Se menţionează că pînă acum nu se găseşte în literatura de specialitate o sintetizare sub forma unei metode de proiectare a elementului sensibil cu defazor. De asemenea nu s-a publicat nici un studiu asupra regimului dinamic al unui astfel de element sensibil. Scopul articolului de faţă este de a da un model de proiectare a elementului sensibil electric de tip bicircuit în schemă diferenţială cu defazor şi de a da rezolvarea matematică riguroasă a comportării în regim dinamic a acestui tip de element.

2. Proiectarea şi realizarea elementului sensibil electric de tip bicircuit de schemă diferenţială cu cuadripol defazor

Schema electrică a acestui tip de element este dată în fig. 3.

Elementul sensibil se compune din transformatorul de reţea T, avînd două secundare : primul prevăzut cu priză mediană, la care se culeg cele două tensiuni în opoziţie U_1 şi U_2 faţă de originea de potenţial O, al doilea alimentînd cuadripolul C. Rezistenţa R introduce tensiunea U_f în cuadratură în urmă, respectiv înainte faţă de U_1 şi U_2. Astfel punţile de redresare 1ρ şi 2ρ sînt alimentate cu sistemul de tensiuni U_3 şi U_4. Diagrama fazorilor acestor tensiuni este dată în fig. 4.

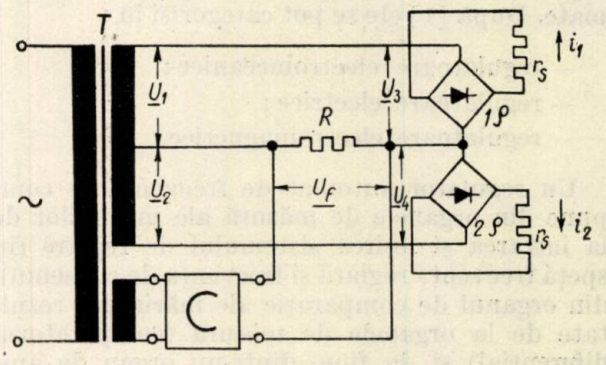


Fig. 3.

Tensiunea U_f de ieşire a cudripolului este invariantă ca modul în raport cu frecvenţa şi are variabilă numai faza în raport cu frecvenţa. Se vede că atunci cînd $\varphi \neq 0$, tensiunile $|U_3|$ şi $|U_4|$ sînt inegale, fapt care duce la neegalitatea curenţilor redresaţi i_1 şi i_2, care

circulă prin rezistenţele r_s reprezentînd sarcina redresoarelor 1ρ şi 2ρ (în speţă înfăşurările de comandă ale sistemului de amplificatoare magnetice montate în contratimp).

Defazorul realizează după [1] următoarele condiţii :

$$|U_f| = \text{ct}$$

$$-\frac{\pi}{2} \leqslant \varphi \leqslant \frac{\pi}{2}$$

$$f_{r1} \leqslant f_r \leqslant f_{r2} \qquad (4)$$

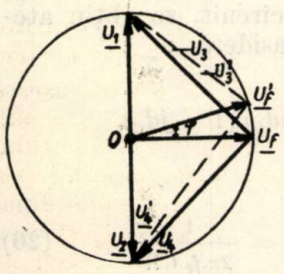


Fig. 4.

Se vede că condiţiile (4) definesc pe C ca un filtru trece bandă de tipul III sau IV (a se vedea [1]).

În calculul de proiectare a elementului sensibil intră :

— proiectarea punţilor redresoare 1ρ şi 2ρ ;
— filtrul trece bandă de tip III ;
— rezistenţa R ;
— transformatorul T de reţea.

Sînt necesare următoarele date iniţiale de proiectare :

1) curentul absorbit de rezistenţele r_s ;

2) tensiunea continuă cu care se alimentează etajul amplificator (căderea de tensiune pe r_s) ;

3) frecvenţa etalon f_e ;

4) limitele inferioară şi superioară f_{r1} şi f_{r2} ($f_{r1} < f_{r2}$) ale benzii de frecvenţă ;

5) tensiunile de alimentare a transformatorului de reţea.

Aceste cinci date iniţiale sînt şi minimale după cum se va vedea din calcul.

Desfăşurarea calculului de proiectare a elementului sensibil se face de la ieşirea acestuia spre intrare. Se va trece acum la dimensionarea părţilor componente ale elementului sensibil.

1. *Calculul punţilor redresoare* 1ρ şi 2ρ. Se notează cu U_d şi I_d valorile medii ale tensiunii şi curentului redresat (fig. 5).

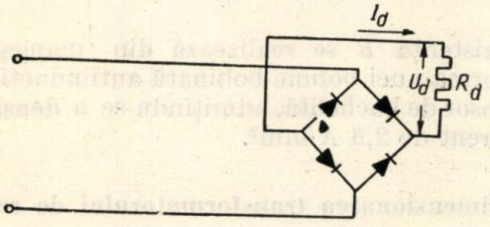


Fig. 5.

Rezultă :

$$R_d = \frac{U_d}{I_d} . \qquad (5)$$

Puterea dezvoltată la ieşirea punţii redresoare este :

$$P_d = U_d I_d \qquad (6)$$

Ştiind că :

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_3$$

rezultă :

$$U_3 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d . \qquad (7)$$

Pentru celulele de seleniu, densitatea de curent admisibilă la temperatura de 35°C este $J_d = 20$ mA/cm², iar temperatura de regim este de 70—75°C.

Valoarea medie a curentului printr-un element redresor este :

$$I_a = \frac{I_d}{2} . \qquad (8)$$

Cunoscînd I_a, putem deduce secţiunea de lucru necesară a redresorului şi anume :

$$S_e = \frac{I_a}{J_d} . \qquad (9)$$

Valoarea maximă a curentului printr-un element redresor este :

$$I_{a\,max} = \pi I_a = \frac{\pi}{2} I_d \qquad (10)$$

iar valoarea maximă a tensiunii inverse este :

$$U_{i\,max} = \frac{\pi}{2} U_d . \qquad (11)$$

Puterea absorbită în circuitul de curent alternativ al punţii este :

$$P_a = \frac{\pi^2}{8} U_d I_d = 1{,}23\ P_d . \qquad (12)$$

Valoarea eficace a curentului alternativ de alimentare a punţii este :

$$I_{ef} = \frac{\pi}{4} I_d . \qquad (13)$$

Este acum necesar să se determine numărul de elemente dintr-un braţ al punţii ; aceasta se face în ipoteza repartizării uniforme a tensiunii pe fiecare element al braţului. În aceste condiţii :

$$n = \frac{\sqrt{2}\,U_3}{U_{ef}} = \frac{U_{a\,max}}{U_{ef}} \qquad (14)$$

în care :

n — numărul de elemente dintr-un braţ al punţii ;
$U_{a\,max}$ — tensiunea maximă care alimentează un braţ al punţii ;
U_{ef} — tensiunea pe elementul redresor.

Se face indicaţia a nu se folosi o tensiune mai mare de 18 V pe element, pentru a nu avea un curent prea mare.

Pentru a determina puterea reală absorbită de punte se ține seama și de randamentul η_p al punții și în acest caz, avem :

$$P_{real} = \frac{P_a}{\eta_p} \qquad (15)$$

unde η_p se ia în general 74 %. Din punct de vedere constructiv, puntea s-a realizat sub forma unei singure piese montate pe un ax.

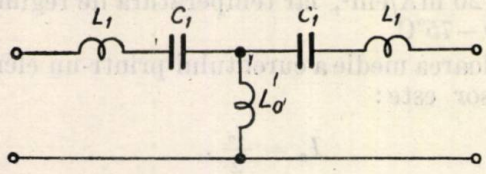


Fig. 6.

2. *Calculul filtrului trece bandă.* În cadrul acestui paragraf nu se va face un studiu asupra filtrelor, noțiunile necesare fiind presupuse cunoscute. Pentru detalii se poate consulta [1], [2], [3].

Filtrul folosit în cadrul elementului sensibil de față este de tip III_2 (fig. 6).

Dacă f_{r1} și f_{r2} sînt limitele benzii de trecere, atunci

$$f_0 = \sqrt{f_{r1} f_{r2}} = f_e \sqrt{1 - \frac{\Delta f_{r*}^2}{4}} \simeq f_e \qquad (16)$$

punînd :

$$X = \frac{f_r}{f_0}, \quad X_1 = \frac{f_{r1}}{f_0}, \quad X_2 = \frac{f_{r2}}{f_0} \qquad (17)$$

se obține :

$$X_1 = \frac{1 - \frac{\Delta f_{r*}}{2}}{\sqrt{1 - \frac{\Delta f_{r*}^2}{4}}}, \quad X_2 = \frac{1 + \frac{\Delta f_{r*}}{2}}{\sqrt{1 - \frac{\Delta f_{r*}^2}{4}}}. \qquad (17')$$

Astfel :

$$L_1 = \frac{f_e R \left(1 - \frac{\Delta f_{r*}}{2}\right)^2}{\pi f_0^2 (1 + \Delta f_{r*})}, \quad C_1 = \frac{f_3 (1 + \Delta f_{r*})}{4\pi f_0^2 R} \qquad (18)$$

$$L_0 = \frac{f_e R}{4\pi f_0^2}.$$

Se determină astfel toate elementele necesare sintezei filtrului.

Se observă că pentru

$$f_r = f_{r2} \quad \varphi = \frac{\pi}{2}$$

și pentru

$$f_r = f_{r1} \quad \varphi = -\frac{\pi}{2}$$

și pentru

$$f_r = f_0 \quad \varphi = 0$$

Avînd în vedere variația aproximativ liniară a lui φ, se poate scrie :

$$\varphi = \pi \frac{f_r - f_{r1}}{f_{r2} - f_{r1}} + \pi/2. \qquad (19)$$

În cazul filtrului real, adică ținînd seama de rezistențele introduse în circuit, se obțin atenuări. În acest caz se consideră :

$$X^2 = \frac{f_r^2}{f_0^2} (1 - jd_L)(1 - jd_C)$$

unde

$$d_L = \frac{r_L}{2\pi f_r L}, \quad d_C = \frac{1}{2\pi f_r C R_i} \qquad (20)$$

d_L și d_C fiind coeficienții de pierderi. Aceste valori se calculează respectiv

$$\frac{Z_1}{4Z_0} = \left|\frac{Z_1}{4Z_0}\right| \underline{\left| \arg \frac{Z_1}{4Z_0} \right.}. \qquad (21)$$

Se poate acum determina constanta de propagare [1] și calcula atenuarea și decalajul.

Detalii cît și diagrame necesare ușurării calculului sînt date în [1].

Se poate determina în fine randamentul filtrului

$$\eta = \frac{p_1 - p_2}{p_1 + p_2} = \frac{2f_{r_1}^2 - f_{r2}^2 - f_r^2}{f_{r_2}^2 - f_{r_1}^2}. \qquad (22)$$

Se face remarca importantă de a se efectua măsurători precise asupra capacităților introduse în schemă. În cazul că $C_{real} \neq C_{calcul}$ se fac corecțiile corespunzătoare la inductanțele L_1 și L_0. Pentru a se obține valoarea dorită a inductanței, bobina este prevăzută cu prize de reglaj pentru a se putea funcționa pe priza optimă.

Cunoscînd pe U_f și I_f se determină rezistența

$$R = \frac{U_f}{I_f}. \qquad (23)$$

Rezistența R se realizează din manganină sub forma unei bobine bobinată antiinductiv pe un mosor de bachelită, admițîndu-se o densitate de curent de 2,5 A/mm².

3. Dimensionarea transformatorului de rețea

Acest transformator are caracteristic două secundare : primul prevăzut cu priză mediană și cel de-al doilea pentru alimentarea cuadripolului. Primarul a fost prevăzut cu o priză intermediară pentru ca aparatul să fie folosit atît în laborator, cît și în practică.

Dimensionarea s-a făcut conform cu prescripțiile proiectării transformatoarelor de *j.t.*

Acest element sensibil a fost realizat constructiv la Institutul Politehnic-Bucureşti.

Datele de proiectare sînt :
— curentul $I_d = 100$ mA ;
— tensiunea $U_d = 100$ V ;
— frecvenţa etalon $f_e = 50$ Hz ;
— limitele benzii de trecere :

$$f_{r1} = 49 \text{ Hz} \qquad f_{r2} = 51 \text{ Hz} ;$$

— tensiunile de alimentare : 100 şi 120 V.

Pentru elementele componente s-a obţinut :

a) *Punţile de redresare* 1 ρ şi 2 ρ
— curentul $I_a = 50$ mA ;
— tensiunea de alimentare $U_3 = 114{,}4$ V ;
— s-au folosit braţe cu cîte 10 elemente de celule cu seleniu cu dimensiunile 23 × 23 mm ;
— puntea absorbită în curent alternativ :

$$P_a = 12{,}3 \text{ W} ;$$

— valoarea eficace a curentului alternativ de alimentare 78,75 mA.

b) *Filtrul trece-bandă*

$f_{r1} = 49$ Hz, $f_e = f_0 = 50$ Hz, $f_{r2} = 51$ Hz.

$U_f' = 97{,}2$ V, $U_f = 80{,}6$ V, $I_f = 100$ mA.

Din calcul a rezultat :

$L_1 = 10{,}2$ H, $L_2 = 0{,}212$ H, $C_1 = 0{,}95$ μF

Pentru a putea lua $C_1 = 1$ μF s-au efectuat corecţiile obţinîndu-se definitiv :

$$L_1 = 9{,}7 \text{ H} \qquad L_2 = 0{,}202 \text{ H}$$

Inductanţele L_1 s-au realizat sub forma de bobine cu miez de fier din tole E — 28. Secţiunea eficace a fierului 12,1 cm². Numărul de spire 3 600 cu diametrul de 0,25 mm.

Inductanţa L_0 s-a realizat în mod asemănător cu tole E—20. Secţiunea eficace a fierului 0,77 cm². Numărul de spire 1 600 cu diametrul 0,25 mm. Rezistenţa R s-a calculat egală cu 806 Ω. S-a realizat din conductor de manganină cu diametrul de 0,25 mm.

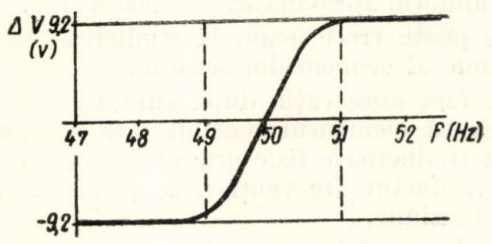


Fig. 7.

c) *Transformatorul de reţea*
tensiunea primară : 100 şi 120 V ;
tensiunea secundară : 2 × 80,6 V şi 97,2 V ;
puterea consumată în secundar : 2 × 23 W + + 10 W ;
pierderile în cupru şi fier : 3,7 W respectiv 2,7 W ;
puterea transformatorului : 68,5 VA ;
secţiunea miezului de fier : 13,3 cm² ;
inducţia : 11 100 gauss, tole E-28 ;
diametrul conductorului primar : 0,6 mm ;
diametrul conductorului secundar I : 0,31 mm ;

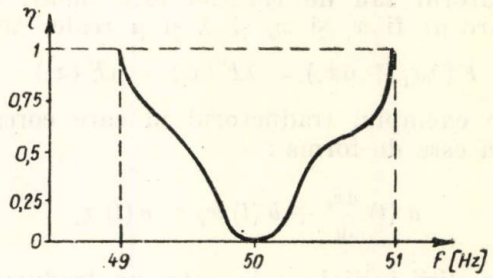


Fig. 8.

diametrul conductorului secundar II : 0,25 mm ;
numărul de spire primare : 406 ;
numărul de spire secundare I : 580 ;
numărul de spire secundare II : 350.

S-au ridicat experimental următoarele curbe :

1. $\Delta v = f(f)$ în care Δv este tensiunea reală de comandă (fig. 7).
2. Curba randamentului $\eta = f(f)$ (fig. 8).

III. Studiul regimului dinamic al elementului sensibil

În acest paragraf se pune problema determinării unei funcţiuni de transfer a elementului sensibil pentru a se putea efectua studierea întregului regulator pe baza metodelor operaţionale. În consecinţă se vor enunţa cîteva definiţii şi teoreme preliminarii.

Fie T un traductor al mărimii fizice X_i în mărimea fizică X_e. X_i se numeşte mărimea fizică de intrare, iar X_e se numeşte mărimea fizică de ieşire. Se notează cu :

I — mulţimea funcţiilor de intrare afectate mărimii fizice X_i notate generic x_i ;
ε — mulţimea funcţiilor de ieşire afectate mărimii fizice X_e, notate generic cu x_e.

În cazul de faţă I reprezintă totalitatea funcţiilor care descriu posibilităţile de variaţie în timp ale frecvenţei. Se notează de asemenea cu I_0 totalitatea funcţiilor x_i care sînt funcţii original ; sau prescurtat :

$$I_0 = \{x_i \in I \mid x_i \text{ este original}\}$$

şi la fel :

$$\varepsilon_0 = \{x_e \in \xi \mid x_e \text{ este original}\}$$

Se poate vedea uşor că I şi ε sînt spaţii liniare vectoriale iar I_0 şi ε_0 subspaţii liniare vectoriale.

Traductorul T realizează o corespondenţă fizică în sensul de la I la ε. Se vede clar că se poate defini o aplicaţie F definită pe I cu valori în ε, astfel ca $F(x_i) = X_e$ compatibil cu corespondenţa fizică a traductorului. Aplicaţia F se numeşte operatorul de transfer al traductorului T.

Se spune că traductorul T este liniar dacă operatorul său de transfer este liniar, adică oricare ar fi x_i şi x_e şi λ şi μ reale, avem:

$$F(\lambda x_i + \mu x_e) = \lambda F(x_i) + \mu F(x_e) \qquad (25)$$

De exemplu, traductorul în care corespondenţa este de forma:

$$a(t)\frac{dx_e}{dt} + b(t)\,x_e = c(t)\,x_i \qquad (26)$$

cu condiţii iniţiale nule, este un traductor liniar în sensul definiţiei date. Traductorul T este un traductor original dacă operatorul său de transfer este original, adică:

$$F(I_0) \leqslant \varepsilon_0 \qquad (27)$$

înţelegînd prin aceasta că imaginea prin F a lui I_0 este conţinută în ε_0.

Se notează cu

$$I \times I = \{(x_i, y_i) \mid x_i \in I, y_i \in I\}$$

adică mulţimea perechilor de elemente din I.

Fie ρ_i o aplicaţie definită pe $I \times I$ în mulţimea $R+$ a numerelor reale nenegative prin egalitatea:

$$\rho_i(x_i, y_i) = \sup |\, x_i(t) - y_i(t) \,| \qquad (28)$$

Se vede uşor că ρ_i este o metrică în I. În mod analog se poate defini o metrică ρ_e pe $\varepsilon \times \varepsilon$. Fiind vorba de acelaşi procedeu de definire se va nota cu ρ atît metrica din I cît şi din ε.

În concluzie I şi ε sînt spaţii metrice. Traductorul T se numeşte uniform continuu dacă pentru orice $\varepsilon > 0$ există $\delta_\varepsilon > 0$, astfel ca oricare ar fi $(x_i\, y_i) \in I \times I$ cu $\rho(x_i, y_i) \leqslant \delta_\varepsilon$ să existe neegalitatea:

$$\rho[F(x_i)\,F(y_i)] \leqslant \varepsilon \qquad (29)$$

Se consideră acum I_0 şi h o funcţie original; h se numeşte funcţia de pondere a traductorului, dacă pentru orice $x_i \in I_0$, $x_e = F(x_i)$ se obţine din relaţia:

$$x_e(t) = \int_0^\infty h(\sigma)\,x_i(t-\sigma)\,d\sigma \qquad (30)$$

Se poate vedea că F este în acest caz liniar şi original.

Funcţia H de variabilă complexă s definită de egalitatea:

$$H(s) = \mathfrak{L}\,h(t) \qquad (31)$$

se numeşte funcţia de transfer a traductorului.

Se vede uşor că dacă:

$$X_e = \mathfrak{L}\,x_e \quad \text{şi} \quad X_i = \mathfrak{L}\,x_i$$

avem:

$$X_e(s) = H(s)\,X_i(s) \qquad (32)$$

Se face remarca, că orice traductor cu funcţie de transfer este liniar, reciproc nu.

Un traductor T se numeşte stabil la intrarea x_i dacă $F(x_i)$ este mărginită.

Fie un traductor T stabil la intrările $x_i = x_{i_0}\gamma$ unde x_{i_0} este finit şi γ este funcţie unitate definită de:

$$\gamma(t) = \frac{1}{2\pi j}\int_{a-j\infty}^{a+j\infty}\frac{e^{st}}{s}\,ds,\ (a>0). \qquad (33)$$

Se spune că traductorul T este multiplicativ dacă există o funcţie g cu grad de analiticitate 2 cu $g(x_{i_0}) = 0$ dacă şi numai dacă $x_{i_0} = 0$ şi ieşirile x_e la intrările $x_i = x_{i_0}\gamma$ cu x_{i_0} finit sînt de forma:

$$x_e(t) = g(x_{i_0})\,p(t) \qquad (34)$$

cu

$$p(t) \geqslant 0$$

Un traductor T original, uniform continuu şi multiplicativ se numeşte normal.

Fie T un traductor al lui X_i în X_e şi U un traductor al aceleiaşi mărimi fizice X_i în X_e. Traductorul U are funcţia de transfer H. Se spune că $U\varepsilon$-uniform aproximează traductorul T dacă pentru orice $\varepsilon > 0$ există $\delta_\varepsilon > 0$, astfel ca: oricare ar fi $x_i \in I$ ca $\rho(0, x_i) \leqslant \delta_\varepsilon$ să existe inegalitatea:

$$\rho[\alpha^{-1} H X_i F(x_i)] \leqslant \varepsilon$$

unde

$$X_i = \mathfrak{L}\,x_i \qquad (35)$$

Se poate acum enunţa următoarea teoremă fundamentală.

Teoremă. Fie T un traductor normal. Traductorul U cu funcţia de transfer $H(s) = sg'(o)\mathfrak{L}p(t)$, ε — uniform aproximează traductorul T.

Se poate trece acum la studierea regimului dinamic al elementului sensibil.

Se face observaţia după cum uşor se poate vedea că elementul sensibil este compus din două traductoare fizic grupat în acelaşi organ. Un traductor frecvenţă-fază şi un traductor fază-tensiune.

Traductorul frecvenţă-fază reprezintă filtrul III_2 şi este singurul traductor care introduce o întîrziere la variaţia frecvenţei de intrare.

Pentru generalitate s-a considerat un filtru III_2 nesimetric (fig. 9).

Se studiază ieşirea acestui tip de filtru atunci cînd frecvenţa respectiv pulsaţia tensiunii de intrare execută un salt finit.

În acest scop, fie ecuaţia caracteristică a filtrului:

$$\sum_{j=1}^{4} T_j^j s^j = 0 \text{ cu } T_j^j = f_j (L_1, L_2, L_0, C_1, C_2, R) \quad (36)$$

Se impune coeficienţilor ecuaţiei (36) condiţia ca rădăcinile ecuaţiei să fie de forma :

$$s_{1,2} = -a \pm j\omega \quad (37)$$

$$s_{3,4} = -b \pm j\omega$$

cu $a > b > 0$ şi $\omega > 0$ dat.

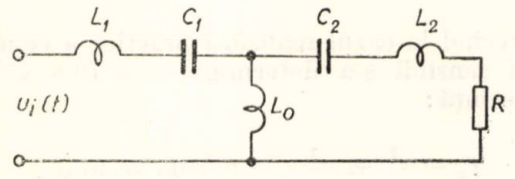


Fig. 9.

Se consideră că pulsaţia ω_0 a tensiunii de intrare $u_i(t) = U_{i_0} \sin \omega_0 t$ cu ω_0 în interiorul benzii, execută la timpul $t = 0$ un salt finit $\Delta\omega$ pînă la $\omega = I_m(s_{1,2}) = I_m(s_{3,4})$ situat de asemenea în interiorul benzii. Se notează cu:

$\underline{u}_e(t)$ — tensiunea de ieşire complexă tranzitorie în planul de pulsaţie ω;

$\underline{U}_{fe}$ — componenta forţată complexă a tensiunii de ieşire în planul de pulsaţie ω;

$\underline{U}_{fe_0}$ — tensiunea în regim permanent de pulsaţie ω_0 la timpul $t = 0$ în planul de pulsaţie ω.

Se vede că:

$$\underline{u}_e(0) = \underline{U}_{fe_0} \quad (38)$$

$$\underline{u}_e(\omega) = \underline{U}_{fe}$$

În acest faz răspunsul filtrului este dat de:

$$u_e(t) = \frac{b\,\underline{u}_{fe} + (-b + j\Delta\omega)\,\underline{U}_{fe_0}}{a-b}\, e^{-at} - \frac{a\,\underline{U}_{fe} + (-a + j\Delta\omega)\,\underline{U}_{fe_0}}{a-b}\, e^{-bt} + \underline{U}_{fe_0}. \quad (39)$$

Întrucît ω se găseşte în interiorul benzii de frecvenţă se admite invarianţa modulară a tensiunii de ieşire şi deci:

$$|\underline{U}_{fe}| = |\underline{U}_{fe_0}| = U_{fe_0} \quad (40)$$

şi punînd:

$$\underline{U}_{fe} = U_{fe} |\underline{\varphi_f} \text{ şi } \underline{U}_{fe_0} = U_{fe_0} |\underline{0} \text{ se obţine}$$

$$\underline{u}_e(t) = \frac{U_{fe_0}}{a-b}((be^{j\varphi_f} - b + j\Delta\omega)\, e^{j\varphi_f} - a + j\Delta\omega)\, e^{-bt}) + U_{fe_0} e^{j\varphi_f}. \quad (41)$$

Se vede că :

$$\underline{u}_e(t) = \tau(t) + U_{fe_0} e^{j\varphi_f}$$

cu: (42)

$$\underline{T}(t) = \underline{A}\, e^{-at} + \underline{B}\, e^{-bt}$$

unde:

$$\underline{A} = \frac{u_{fe_0}}{a-b}(b\, e^{j\varphi_f} - b + j\,\Delta\omega)$$

(43)

$$\underline{B} = -\frac{u_{fe_0}}{a-b}(a\, e^{j\varphi_f} - a + j\,\Delta\omega)$$

sînt fazori constanţi .

Reprezentînd hodograful Γ' al lui $\tau(t)$ în planul coordonatelor oblice ξ, η definit de $\underline{A}$ şi $\underline{B}$ (fig. 9) şi rectificînd arcul curent M_0M, în ipoteza $a - b = \mu$ cu μ suficient de mic se obţine :

$$\text{arc } M_0 M = s = s_0 (1 - e^{-\frac{t}{T_\varphi}})$$

cu:

$$s_o = \text{arc } M_f M_0,\ T_\varphi = \frac{1}{\sup\,(a,b)} = \frac{1}{a}. \quad (44)$$

Fie Γ hodograful lui $u_e(t)$ care se obţine prin translarea lui Γ' (fig. 11).

Curba Γ este bine aproximabilă cu un arc de cerc de rază $OM = OM_0$, în ipoteza invarianţei modulare a tensiunii. Atunci se obţine :

$$\varphi(t) = \widehat{\underline{u}_e(t), \underline{U}_{fe_0}} = \frac{s(t)}{MO} = \frac{s_0}{M_0 O}(1 - e^{-\frac{t}{T_\varphi}}) =$$

$$= \varphi_f (1 - e^{-\frac{t}{T_\varphi}}). \quad (45)$$

Din teoria filtrelor se ştie că φ_f depinde de $\Delta\omega$ şi în ipotezele iniţiale făcute:

$$\varphi_f(\Delta\omega = 0) = 0$$

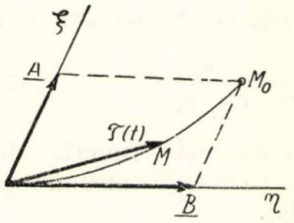


Fig. 10.

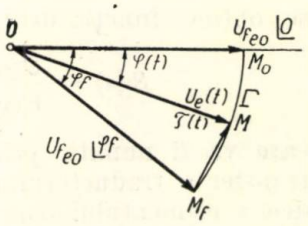


Fig. 11.

Aşadar, filtrul răspunde la intrarea de forma $\Delta\omega\ \gamma$ conform relaţiei:

$$\varphi(t) = \varphi_f(\Delta\omega)(1 - e^{-\frac{t}{T_\varphi}}). \quad (46)$$

Acest răspuns este valabil în cazul cînd:

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega = I_m(s_{1,2}) = I_m(s_{3,4})$$

aşa că pentru ca relaţia (46) să fie adevărată

pentru valorile pulsaţiilor din interiorul benzii, trebuie modificate părţile imaginare ale rădăcinilor ecuaţiei caracteristice de cîte ori variază $\Delta\omega$. În realitate, banda fiind îngustă (2 Hz), se poate considera relaţia (46) adevărată şi în cazul:

$$I_m(s_{1,2}) = I_m(s_{3,4}) = \omega_0 = 314 \qquad (47)$$

condiţie care a fost realizată şi constructiv.

Se poate acum observa că traductorul reprezentat de filtrul trece-bandă este un traductor normal. Conform teoremei fundamentale, traductorul U cu funcţia de transfer Q definită de:

$$Q_\omega(s) = s\varphi_f'(0)\,\mathfrak{L}\left(1-e^{-\frac{t}{T_\varphi}}\right) \qquad (48)$$

ε — uniform aproximează traductorul T.

Efectuînd calculele, se obţine:

$$Q_\omega(s) = \frac{\Phi(s)}{\Omega(s)} = \frac{\varphi_f'(0)}{1 + T_\varphi s} \qquad (49)$$

cu:

$$\Phi(s) = \mathfrak{L}\,\varphi(t)$$

$$\Omega(s) = \mathfrak{L}\,\omega(t)$$

sau:

$$Q_f(s) = \frac{\Phi(s)}{F(s)} = \frac{2\pi\varphi_f'(0)}{1 + T_\varphi s} \qquad (50)$$

cu:

$$F(s) = \mathfrak{L}f(t)$$

Conform celor amintite la începutul paragrafului şi anume că traductorul fază-tensiune nu introduce întîrziere, funcţia sa de transfer prin liniarizare este:

$$K_\varphi = \frac{U(s)}{\Phi(s)}, \quad U(s) = \mathfrak{L}u(t) \qquad (51)$$

punînd:

$$K_f = 2\pi\varphi_f'(0)\,K_\varphi \qquad (52)$$

se obţine funcţia de transfer S definită de:

$$S(s) = \frac{U(s)}{F(s)} = \frac{K_f}{1 + T_\varphi s} \qquad (53)$$

care va fi numită prin definiţie funcţia de transfer a traductorului frecvenţă-tensiune şi deci a elementului sensibil.

K_f reprezintă sensibilitatea elementului sensibil definită de (2) şi care se determină grafic din fig. 7.

Se vede acum că se poate preciza ce reprezintă inerţia elementului sensibil ca fiind reprezentată de constanta de timp T_φ a elementului sensibil.

În concluzie, schema funcţională dată în fig. 2 poate fi comparată ca în fig. 12.

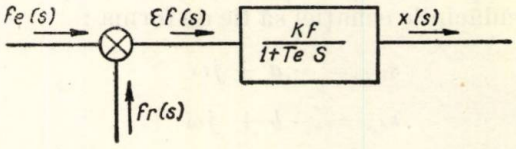


Fig. 12.

Trecînd la cazul realizării practice a elementului sensibil s-a determinat $a = 19{,}8\ s^{-1}$ în consecinţă:

$$T_\varphi = \frac{1}{a} = \frac{1}{19{,}8} = 0{,}0505 \text{ secunde.}$$

Concluzii

Se vede din lucrare că se poate da un mod unitar de proiectare a elementelor sensibile în schemă diferenţială cu defazor. Se vede de asemenea că pentru sinteza elementului nu sînt necesare elemente constructive prea pretenţioase, putînd fi realizate de unele întreprinderi de exploatare cu profil specific.

Folosind teorema fundamentală expusă în text, se reuşeşte să se dea o expresie a funcţiei de transfer a elementului cu defazor studiindu-se iniţial răspunsul acestuia la o intrare în salt a frecvenţei.

Se mai menţionează că metoda poate fi aplicată unei clase largi de elemente de măsură care au rolul de traductoare de frecvenţă.

BIBLIOGRAFIE

[1] PENESCU C.: *Automatica şi telemecanica sistemelor energetice*, vol. I. Ed. Academiei R.P.R., 1959.
[2] VAN DER POL şi WEIJERS Th.: *Filtres électriques*. Revue Technique Philips, 1936.
[3] FELD KELLER R.: *Vierpoltheorie*. Leipzig, 1943.
[4] SMIRENIN: *Manual de radiotehnică*, vol. I. Ed. Tehnică, 1953.
[5] LEMATH E.: *Transformatorii mici de reţea şi bobine de şoc*. Ed. Tehnică, 1958.
[6] KAGANOV: *Mutatoare electronice şi ionice*. Ed. Tehnică, 1953.
[7] NICULESCU M.: *Analiza matematică*, vol. II. Ed. Academiei R.P.R., 1958.

Ing. D. DAMSKER, ing. R. FLEISCHER, ing. S. ANASTASIU

Circuite cu tranzistoare pentru comanda statică a acţionărilor electrice

CZ 621.314–523.8 : 621.314.7

Un rol din ce în ce mai important în automatizarea instalaţiilor industriale îl capătă elementele de prelucrare a informaţiilor. Acestea primesc informaţiile de la traductoare sesizoare şi dispozitive manuale de comutare, operează asupra lor prin selectare, numărare, memorare, temporizare, calculări aritmetice şi analitice, le amplifică ca putere şi le transmit ca mărime de acţionare asupra elementelor de execuţie (motoare, magneţi, cuplaje).

Pentru automatizările secvenţiale se consideră ca primă etapă în introducerea tehnicii prelucrării informaţiilor, construirea dispozitivelor de comutare statică cu funcţiuni „logice" şi de numărare a impulsurilor. Seria lor trebuie completată cu amplificatoare de intrare şi ieşire şi anume cu amplificatoare de formare a impulsurilor şi de ridicare a nivelului de putere.

Aceste elemente trebuie să se adapteze funcţional unele cu altele pentru a lucra înlănţuit, folosindu-se un număr minim de dispozitive diferite, este necesar deci ca ele să constituie un sistem „unitar". Denumirea lor obişnuită de blocuri de comandă statică corespunde acestei proprietăţi de asociere funcţională dar şi formei lor constructive, care trebuie să fie cît mai compactă, capsulată şi modulară.

Ca elemente de bază în blocurile de comandă statică se folosesc diode, ferite, tuburi ionice cu catodă caldă şi rece, tiratroane, tranzistoare şi mai recent, parametronul şi dioda tunel. Actualmente cel mai răspîndit este tranzistorul ca element de bază pentru blocurile de comandă statică. Avantajele tranzistorului în raport cu alte elemente (magnetice, tuburi, diode) constau în siguranţa de funcţionare, consum mic de energie, durată lungă de viaţă, uşurinţa construirii circuitelor (simplitatea schemelor, manoperă redusă), volum ocupat mic, acurateţa semnalelor de comandă, tensiuni reduse de serviciu, uniformitatea cu blocurile de reglare şi cu alte dispozitive unde tranzistoarele nu au un înlocuitor în tehnica nouă. Principalul obiectiv, care trebuie urmărit este siguranţa în funcţionare chiar cu sacrificiul unui cost mai ridicat.

În cele ce urmează se va expune un sistem de circuite-blocuri cu tranzistoare, pentru comanda statică la I.C.E.T.

1. Tranzistorul în regim basculant

În aceste circuite, tranzistorul este utilizat în regim de basculare, de comutare, îndeplinind deci funcţia de releu. Tranzistorul basculant are două stări stabile : saturat, corespunzător unui contact închis, cu rezistenţa la trecerea curentului de cîţiva ohmi şi blocat, corespunzător unui contact deschis cu rezistenţa de mai mulţi megohmi. Deosebirile faţă de contactul unui releu constau în legătura galvanică ce se menţine între părţile de circuite separate prin blocarea tranzistorului precum şi între circuitul de comandă şi cel de comutare şi în unidirecţionalitatea curentului transmis prin tranzistorul saturat.

În cele ce urmează se va considera numai conexiunea emiter la masă, deoarece este cea mai avantajoasă şi tipul P N P ca fiind cel mai obişnuit.

Urmărind felul în care pot fi polarizate joncţiunile tranzistorului, reflectate în caracteristicile statice ale acestuia, se deosebesc trei regiuni de funcţionare (fig. 1). Regiunea *I* (regiunea de blocare) corespunde ambelor joncţiuni polarizate invers, curentul de colector este redus la curentul de pierderi (curentul invers).

În această regiune tranzistorul funcţionează în punctul *B* pentru curent de bază zero, sau în punctul *A* pentru curent de bază invers. Tensiunea sursei U_0 este aplicată între emiter *E* şi colector *C*. Limita regiunii este demarcată de caracteristicile $I_B = 0$.

Regiunea *II* este zona în care tranzistorul lucrează ca amplificator, este denumită zona activă şi este utilizată la funcţionarea tranzis-

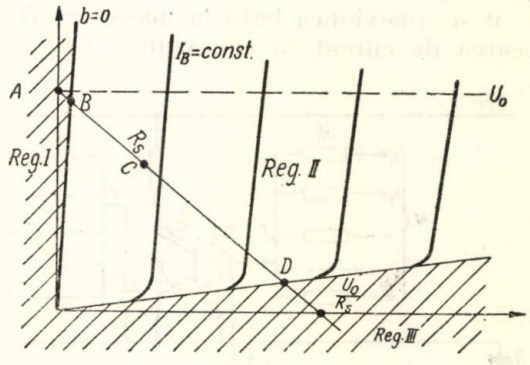


Fig. 1. Caracteristicele tranzistorului şi funcţionarea în regim basculant.

torului în amplificatoare liniare, cu semnale reduse. În regimul basculant, această zonă este transversală de punctul de funcţionare de-a lungul rezistenţei de sarcină, cu mare rapiditate. Joncţiunea bază-emiter este polarizată în sens direct, joncţiunea colector-bază în sens invers.

Regiunea *III* este zona de saturație. Curentul de colector are aproximativ valoarea U_0/R_s (rezistența de sarcină). Tensiunea remanentă între C și E este foarte redusă (zeci mii de volți). Ambele joncțiuni sînt polarizate direct. Punctul de funcționare este în D. Demarcația zonei este linia comună a caracteristicilor de I_B = const. pînă la cotul acestora. Trecerea tranzistorului între două regiuni extreme poate fi provocată prin curentul de bază care trebuie să varieze între o valoare mică negativă și cea pozitivă corespunzătoare punctului D.

2. Circuite de bază

Elementul universal U. Pentru toate blocurile cu funcțiuni logice, care vor fi expuse mai departe, se adoptă un unic circuit de bază și anume circuitul U (schema din figura 2). Elementul U este prevăzut cu M intrări și N ieșiri. Sarcina elementului este R_1/N căci la ieșire urmează alte N elemente identice care pot fi toate simultan saturate încît rezistențele R_1 sînt puse la masă prin impedanța de bază care la saturare este neglijabilă.

Rezistența R_1 limitează curentul de intrare și are efectul unei separări a intrărilor. Deoarece semnalul de intrare în cele N circuite care urmează, în cazul saturării lui T_1, este tensiunea emiter-colector la saturare V_{CE}, aceasta trebuie să fie cît mai mică posibil, respectiv mai mică de 0,25 V. În starea de blocare, la intrarea elementului există o tensiune mai mică decît 0,25 V (un alt element saturat). Curentul de colector este maxim la temperatura maximă a joncțiunii și este :

$$I_C = B\ (I_{CBO} + I_B) + I_{CBO}$$

unde : I_{CBO} este curentul invers de colector cu $I_B = 0$ și conexiunea bază la masă, iar B amplificarea de curent în conexiunea EC.

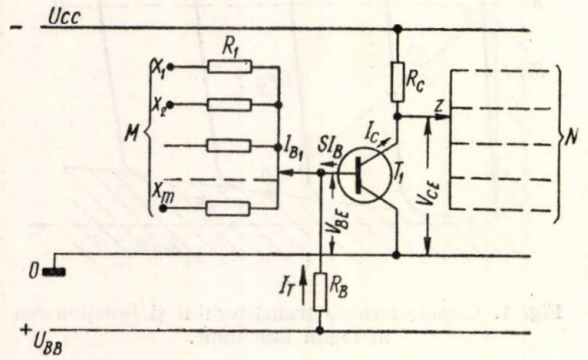


Fig. 2. Schema elementului U.

Dacă I_B se face egal cu I_{CBO}, rezultă $I_C = I_{CBO}$. Relația este valabilă numai pînă la cea mai mică valoare pe care fizic o poate avea I_C și aceasta este $-I_{CBO}$. Curentul de bază necesar și anume I_{CBO} este asigurat de rezistența R_B, prin care trece curentul I_T.

Elementul U a fost construit cu tranzistor SFT 103 cu care se pot obține, în condiții sigure de funcționare pînă la temperatura 65°C a mediului ambiant, 9 intrări și 7 ieșiri. Ieșirile se consideră a fi alte elemente U.

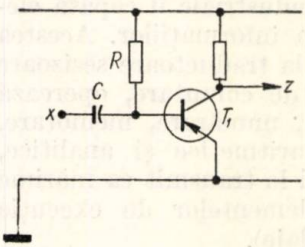


Fig. 3. Schema elementului T.

Circuitul de temporizare, elementul T. În circuitele funcționale în care intervine timpul, se utilizează un circuit tip de temporizare, denumit elementul T. Acesta se utilizează numai împreună cu elemente U. Conform fig. 3 se vede că el constă dintr-un tranzistor cu emiterul la masă, o rezistență de bază conectată la potențial negativ și intrarea prin condensator.

În situație normală tranzistorul conduce, deci Z are semnal zero. Dacă X_1 este comutat rapid de la potențial negativ la potențial zero (apare semnal 0 la intrare), condensatorul se încarcă și se comportă ca un scurt-circuit între baza lui T_1 și masă. T_1 se comută în blocare și la ieșire, Z trece de la 0 la 1. Condensatorul se descarcă prin R, încît la un moment dat baza devine suficient de negativă pentru ca T_1 să treacă în saturație. Trecerea lui X_1 de la potențial 0 la 1 nu are influență asupra ieșirii Z. Timpul propriu al circuitului este KRC, unde K este un factor de corecție care trebuie stabilit experimental. Proiectarea acestui circuit trebuie să țină seama că punctul de funcționare al tranzistorului trece încet prin zona activă și deci nu trebuie să treacă în afara hiperbolei de disipație admisibilă. Cu un tranzistor SFT 103, cu trei valori diferite de condensatori se obțin intervale de timp pînă la 3 s, pînă la 10 s și pînă la 15 s.

3. Blocuri de comandă cu funcțiuni logice

Din studierea schemelor cu contacte, trecîndu-se la o simbolizare rațională a funcțiunilor, făcîndu-se analiza acestor circuite pe baza algebrei booleene, a putut fi reținut ca necesar un număr redus de funcțiuni logice.

Automatizarea comenzilor poate fi executată de dispozitive fără contact, pe baza funcțiunilor „logice", pe care acestea le pot realiza.

Funcțiunea „Și". Cu ajutorul blocului cu funcțiunea „Și" se realizează condiția ca mărimea de ieșire să nu apară decît dacă există simultan toate mărimile de intrare. Dacă mărimea de ieșire este Z și cele de intrare sînt X_1, X_2, X_3, atunci funcțiunea „Și" este reprezentată de relația booleană :

$$Z = X_1 \cdot X_2 \cdot X_3 \ldots \text{etc.}$$

Funcţiunea „Şi" este îndeplinită cu multă siguranţă prin asocierea mai multor elemente U. Circuitul format din trei elemente U, conectate special pentru acest scop, este reprezentat în fig. 4. Semnalul de ieşire Z trece de la potenţial negativ la 0 (trecerea 1 la 0) numai cînd toate intrările poartă semnal 1 (potenţial negativ). În cele ce urmează se va vedea o altă posibilitate de a realiza funcţiunea „Şi" şi se va explica în plus că circuitul din fig. 4 îndeplineşte funcţiunea „Şi-Nu".

Funcţiunea „Ori". Mai multe semnale X_1, X_2, X_3 ... pot să acţioneze la intrarea blocului. La apariţia oricăruia dintre ele sub forma unei treceri de la 0 la 1, apare şi mărimea de ieşire Z sub forma unei treceri 0 la 1. Formula booleeană pentru funcţiunea „Ori" este : $Z = X_1 + X_2 + X_3 + \ldots$

Există multe variante de circuite cu diode şi unele cu triode pentru realizarea acestei funcţiuni.

Elementul U este suficient pentru îndeplinirea acestei funcţiuni sub o formă modificată. Din figura 2 se constată că dacă oricare dintre intrările X_1, X_2 sau X_3 capătă semnal 1, (potenţial negativ) atunci elementul U basculează, la ieşire apare o trecere 1 la 0. Deci la ieşire trecerea este inversă, încît elementul U corespunde funcţiunii „Ori-Nu".

Este de remarcat că se poate realiza funcţiunea „Şi-Nu" de asemenea numai cu un element U conform formulei lui Morgan [8]. Se notează mărimea inversă a unui semnal cu simbolul semnalului suprabarat. Deci $\overline{X_1}$ înseamnă inversul lui X_1. În acest caz, se poate scrie :

$$X_1 + X_2 + X_3 + \ldots = \overline{X_1}.\overline{X_2}.\overline{X_3} \ldots = Z$$

Pe baza figurii 2, acest lucru se explică astfel : Dacă intrările sînt la potenţial minus, tranzistorul este conducător şi ieşirea are potenţial zero. Se admite că semnalele complimentare constau în schimbarea potenţialului intrărilor de la minus la zero deci invers decît normal. Numai dacă toate intrările au căpătat semnal zero atunci elementul basculează şi ieşirea face o trecere în sens invers decît în cazul funcţiunii „Ori-Nu" şi anume de la 0 la 1.

Funcţiunea „Nu". De fapt, sub denumirea aceasta pot fi cuprinse două funcţiuni separate. Sensul cel mai larg răspîndit pentru această funcţiune este acela că un semnal de un anumit fel la intrare este transformat la ieşire într-un semnal de sens invers. Această operaţie se numeşte „inversare logică" : $\overline{X_1} = Z$. Deci un semnal 1 (trece de la 0 la minus) la intrare produce la ieşire un semnal zero (trecere de la minus la zero). Elementul U prin construcţia sa este un inversor, căci semnalele 1 la intrare sînt transformate în semnale zero la ieşire şi invers. A doua formă întîlnită pentru funcţiunea „Nu" poartă şi numele de „Inhibare". Aceasta constă în oprirea acţiunii unui semnal asupra unui circuit printr-un alt semnal dat la intrarea circuitului. Se consideră că un bloc „Şi" poate îndeplini această funcţiune, fără a fi necesară introducerea unui alt circuit special în acest scop.

Funcţiunea „Memorie". În accepţiunea cea mai simplă, sub această denumire se înţelege

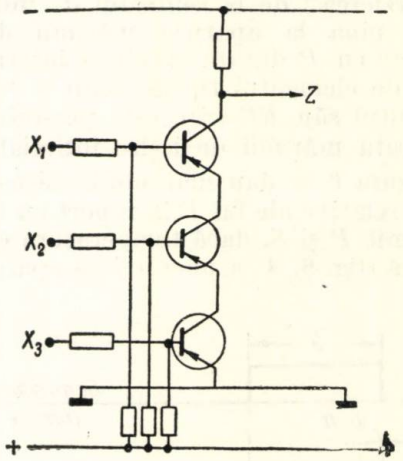


Fig. 4. Schema blocului „Şi".

stocarea sau reţinerea unui impuls de comandă, sau mai general, a unei informaţii pentru ca acţiunea sa să continue şi după dispariţia semnalului.

O asemenea funcţiune poate fi îndeplinită de circuite basculante bistabile de tipul Eccles-Jordan.

Pentru funcţiunea „Memorie" în sensul expus mai sus se admite simpla împerechere a două elemente U. Se consideră că acest montaj (fig. 5) este absolut suficient pentru comutarea statică la comenzile industriale. Pentru comutări frecvente, se vor introduce capacităţi pe rezistenţele de cuplare din circuitele de bază.

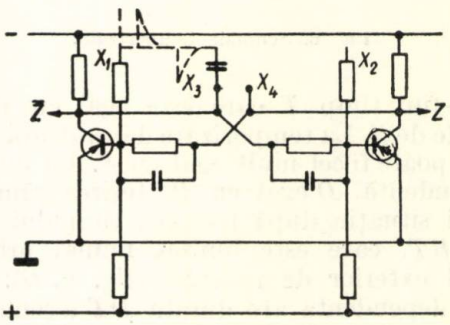


Fig. 5. Schema blocului „Memorie".

Circuitul basculant din fig. 5 poate fi comandat la nevoie, şi prin plusuri de polaritate diferită aplicate la aceeaşi bornă (adaosul cu linie punctată).

Funcţiunea „Timp". În tehnica comenzilor, funcţiunile de timp apar sub forme diferite. Există patru forme ale funcţiunii de timp şi

anume : 1) temporizare independentă, 2) temporizare dependentă, 3) întîrziere independentă şi 4) întîrziere dependentă. În figura 6 se arată toate cazurile posibile de semnale temporizate şi de dependenţă a lor. S-a notat cu S durata semnalului de intrare, cu T durata semnalului de ieşire sau temporizarea sa, cu D „întîrzierea" de la semnalul de intrare (comandă) pînă la apariţia mărimii de ieşire. S-a notat cu P durata specifică internă determinată de elementul tip de timp şi mai exact de circuitul său RC care este prestabilit şi cu DT durata mărimii de ieşire întîrziate.

În figura 6 se dau mai multe situaţii după valorile relative ale lui P în raport cu S. Pentru un anumit P şi S, dacă temperatura este independentă (fig. 6, A) atunci ieşirea apare imediat

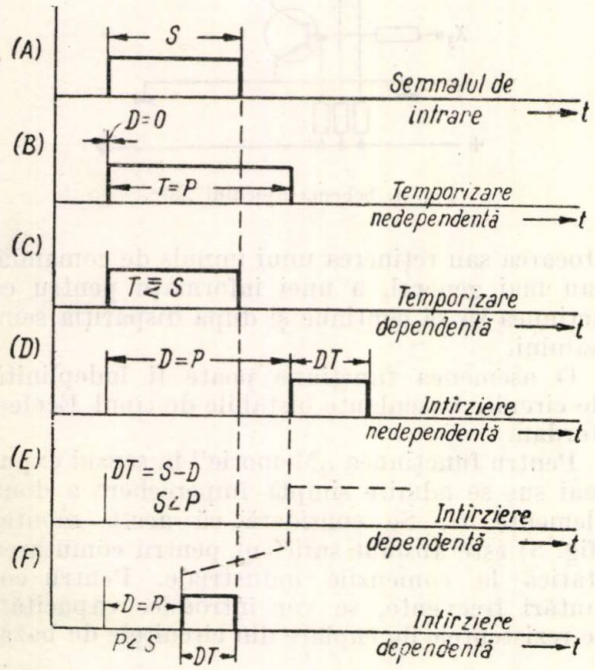


Fig. 6. Semnale temporizate.

şi ţine un timp T care este egal cu P şi nu depinde de S. La temporizare dependentă (fig. 6, C), T poate fi cel mult egal cu S. La întîrziere independentă, D egal cu P. Ieşirea rămîne în aceeaşi situaţie, după trecerea timpului D, un timp BT, care este limitat numai printr-un semnal exterior de revenire (fig. 6, D). Întîrzierea dependentă are durata DT a semnalului întîrziat de ieşire limitată de semnalul de intrare, adică DT egal cu $(S-D)$. Dacă $S < P$ atunci semnalul de ieşire nu mai apare (fig. 6, E). Atunci, există semnal dacă P este mai mic decît S (fig. 6, F). Toate aceste forme ale funcţiunii de timp pot fi realizate cu trei elemente tip U şi un element tip T.

Funcţiuni de timp de formă mai simplă pot fi obţinute cu mai puţine elemente, precum se vede în schema din fig. 7. Elementul U are o intrare liberă şi alta legată la colectorul lui T_2. Elementul T are intrarea legată la colectorul lui T_1. Funcţionarea a fost explicată la funcţionarea elementului T. Se obţine un bloc de temporizare independentă.

În figura 8 s-a desenat schema blocului de întîrziere independentă. El este constituit

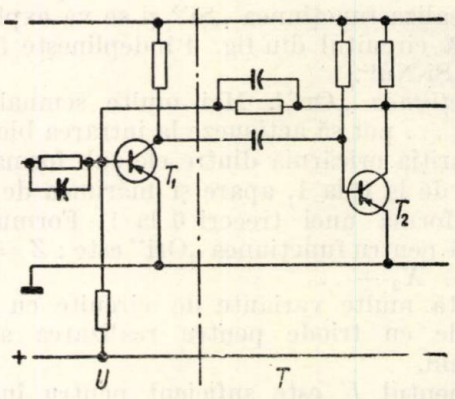


Fig. 7. Schema blocului de temporizare.

din două elemente U (UA şi UB) şi o unitate-timp.

Iniţial UA este blocat, T este saturat şi UB este saturat din cauza intrării h, deci la ieşire (D) avem semnal C. La apariţia unui plus negativ la intrarea a, UA basculează şi ca urmare blochează elementul T. Însă UB rămîne saturat din cauza intrării g. La dispariţia semnalului de intrare, UA rămîne saturat cît timp T este blocat prin legătura reactivă c. Deci timpul D este determinat de durata de basculare a lui T care în acest caz este una şi aceeaşi cu durata P din explicaţiile anterioare.

După trecerea timpului D, unitatea T basculează şi face ca UB să fie blocat. UA rămîne

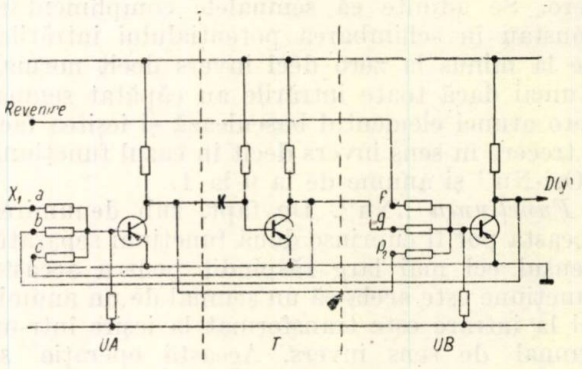


Fig. 8. Schema blocului de întîrziere indepedentă.

însă saturat şi prin aceasta (legătura h) menţine pe UB blocat. Odată cu basculareа lui UB apare la ieşire semnal *1*. Aceasta se menţine pînă cînd se dă un semnal negativ de revenire pe f care basculează simultan şi în sens invers cele două unităţi UA şi UB, adică din nou totul la zero.

4. Circuitele de numărare

Utilizările avute în vedere la proiectarea circuitelor de numărare sînt automatizările secvenţiale. Aceste circuite trebuie să înlocuiască controlere — program cu acţionare prin servomotor şi dispozitive de contact cu came. Frec-

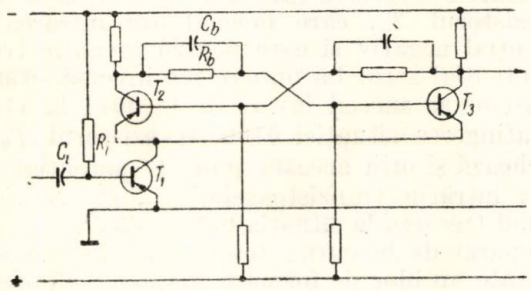


Fig. 9. Schema elementului binar.

venţa de numărare este relativ mică (cel mult cîţiva Hz) în schimb se cere siguranţă mare în funcţionare şi simplitate a circuitelor. Se va pune accentul pe aceste calităţi chiar dacă soluţia adoptată nu este cea mai economică.

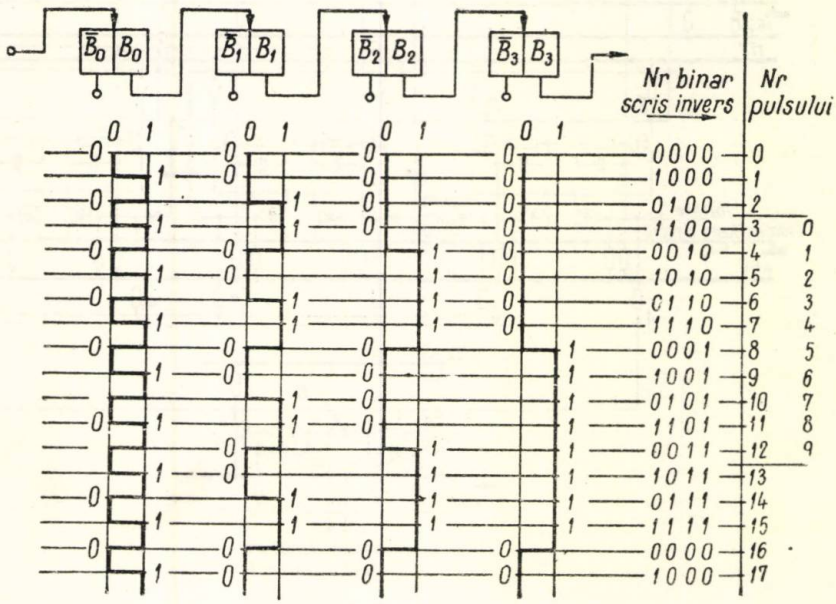
Elementul binar. Numărarea se bazează pe un element binar de tipul amplificatorului simetric bistabil. Elementul binar trebuie să fie sensibil numai la pulsuri de o anumită polaritate, aplicate pe aceeaşi bornă, la fiecare puls îşi comută poziţia dintr-o stare staţionară în cealaltă. Schema elementului binar adoptată şi experimentată este reprodusă în fig. 9. Se observă că binarul este constituit din trei elemente U uşor modificate. În lipsa semnalului de intrare T_1 este saturat. Un puls negativ la intrare nu va avea efect. Un puls pozitiv va bloca tranzistorul T_1. Potenţialul comun de emiter va deveni negativ. Prin aceasta, la colectorul unuia dintre tranzistoarele T_2 sau T_3 va avea loc un salt de tensiune (la cel care iniţial a fost saturat) în timp ce la celălalt nu se va produce vre-o schimbare. Condensatorul legat la colectorul cu salt de tensiune se va încărca, provocînd trecerea în saturare a tranzistorului care iniţial a fost blocat odată cu revenirea în saturaţie a lui T_1. Se impune condiţia ca T_1 să revină în saturare înainte ca condensatorul de cuplare să nu se fi descărcat. *Numărarea directă* se face cu un lanţ de elemente binare. Fie lanţul de patru binare ca în fig. 10.

Fiecare binar a fost desemnat cu indicaţia tranzistorului in stînga şi cel din dreapta cu legăturile dintre binare.

Cele două poziţii posibile ale unui element binar au fost notate cu 0 şi 1. Situaţia iniţială corespunde la toate binarele în poziţia 0. Semnalele care apar la colectorul tranzistorului din dreapta (iniţial saturat) sînt reprezentate în fig. 10. Luînd poziţia simultană a tuturor binarelor la un moment dat notînd această poziţie corespunzător 0 sau 1 şi inversînd ordinea de la dreapta la stînga, rezultă scrierea binară a numărului de impulsuri.

Numărarea reversibilă. Pentru urmărirea numerică a variaţiei unei mărimi (în particular a poziţiei arborelui unui motor electric în acţionare reversibilă) se impune un numărător reversibil. Cu alte cuvinte, după ce s-a numărat în sens direct pînă la un număr oarecare, se reversează mişcarea şi deci numărarea trebuie să se facă în sens invers, scăzîndu-se cîte o unitate la fiecare puls.

Scăderea cu cîte o unitate la fiecare puls se obţine, dacă legătura de conducere a impulsurilor către binarul succesor este comutată de la colectorul tranzistorului din dreapta la colectorul tranzistorului din stînga. Acest lucru se explică uşor. Dacă binarul basculează din 0 în 1, atunci la colectorul din dreapta apare semnul 1, iar la colectorul din stînga semnul 0. Conform noului fel de conexare fiecare binar basculează



F.g. 10. Numărarea directă.

numai dacă precedentul trece din starea 0 la 1 [15].

În fig. 11 este schema binarului reversibil, experimentat. Este constituit din patru elemente U_1 cu o modificare simplă la legăturile tranzis-

toarelor T_1 şi T_2. Tranzistoarele T_3 şi T_4 constituie elementul binar, în timp ce T_1 şi T_2 sînt elementele de intrare care hotărăsc numărarea directă sau inversă. Prin legarea bornei A la potenţial negativ şi S la potenţial zero, tranzistorul T_1 devine saturat iar T_2 blocat încît

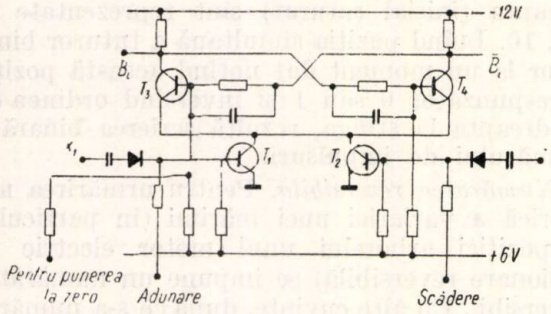


Fig. 11. Schema binarului reversibil.

calea de numărare directă este în funcţiune. Inversarea potenţialelor la bornele A şi S permite numărarea inversă. Diodele măresc siguranţa funcţionării.

Decada de numărare reversibilă. Numărarea zecimală este adesea necesară. Se admit pentru minînd potenţialul liniilor A şi S. Numărarea directă decurge conform fig. 10, începînd cu 1100 corespunzător zero. Cînd se ajunge la formaţia 1011, aceasta este sesizată de tranzistorul T_0 prin legăturile sale pe bază (îndeplinind funcţia „Şi") şi comandă trecerea binarelor în formaţia 1100, deci înapoi la zero. Revenirea la zero se face din orice situaţie prin tranzistorul T_r, care normal are intrarea la potenţial negativ şi care pentru revenire trece la potenţial zero. La numărarea inversă, stările binarelor se succed invers de la 0011 la 1100. La atingerea situaţiei 0100, tranzistorul T_9 se blochează şi prin aceasta pune la potenţial negativ intrările tranzistoarelor B_1, B_2, B_3 provocînd trecerea la situaţia 0011, adică 9.

Separat de blocurile descrise, au fost experimentate un bloc de formare (trigger-Schmitt) şi amplificatoare de putere.

5. Utilizări

Aceste blocuri au fost experimentate cu scopul principal al utilizării lor în automatizarea proceselor secvenţiale cu programare „desfăşurată". Aplicaţii în acest domeniu vor fi expuse ulterior.

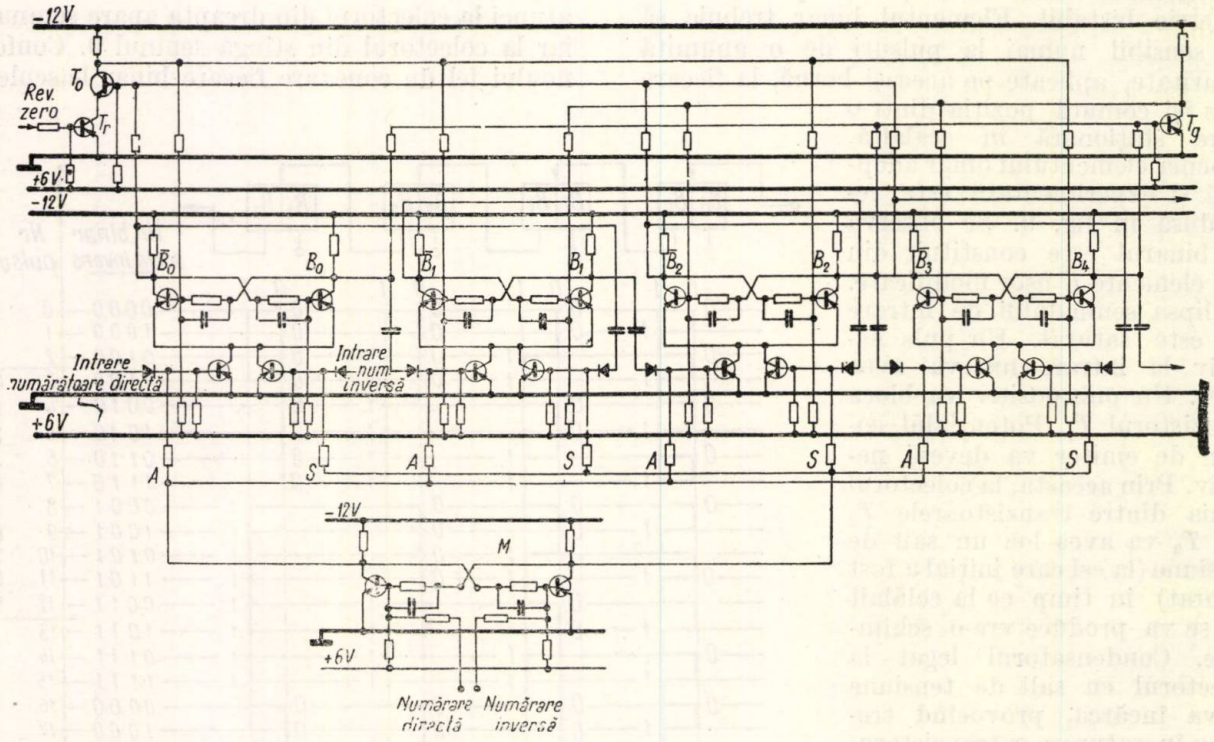


Fig. 12. Decada pentru numărarea reversibilă.

cele 10 cifre zecimale cele 10 stări diferite ale binarelor din tabloul din figura 10, corespunzător numerelor binare scrise invers de la 1100 pînă la 0011. Schema decadei reversibile este în figura 12. Amplificatorul bistabil M stabileşte numărarea directă sau inversă deter-

Este însă necesar să se arate de pe acum, numeroasele posibilităţi de utilizare a acestor blocuri. Se va face o expunere scurtă a posibilităţilor de utilizare, urmărind domeniile de aplicabilitate: a) construirea releelor tranzistorizate, b) comutarea circuitelor electrice, c) măsuri de

precizie, d) reglarea numerică, e) automatizări complexe, prelucrare numerică a informațiilor.

Relee tranzistorizate. Pentru acționarea unui releu cu putere de comutare mare, deci avînd un curent de comandă important, de către un contact cu putere de comutare foarte mică (contactele aparatelor de măsură) se utilizează un amplificator cu tranzistoare. Un element *U*, urmat de un amplificator de putere, poate folosi în acest scop, fără a se recurge la o construcție specială.

Analog se pot construi din aceste blocuri tip relee de timp cu tranzistoare, acționarea lor fiind comandată printr-un contact, elementul final fiind un releu. Pornind de la sesizoare speciale ca: celule fotoelectrice, limitatoare de cursă fără contact, butoane de manevrare fără contact se pot realiza cu ajutorul blocurilor, relee care să acționeze la comanda dată de sesizor. Blocul multivibrator astabil format din două circuite T urmate de un bloc de formare și altul de putere pot constitui la un loc releul de clipire, utilizat în semnalizări.

În instalațiile automatizate au fost introduse dispozitive de limitare și protecție tranzistorizate. Printr-un bloc de formare se poate urmări cu mare precizie variația unui curent sau a unei tensiuni și la atingerea unei valori dinainte stabilite se acționează asupra sursei sau unui element de execuție (frînă electromagnetică de ex.) sau asupra unei mărimi impuse în circuitele de reglare etc. după cum este cazul în instalația respectivă.

Cu ajutorul unui sesizor care poate fi celulă fotoelectrică, termorezistență, limitator de apropiere (inductiv, magnetic, capacitiv, urmat de un bloc de formare, unul de temporizare, un amplificator de putere și un contor electromecanic) se pot număra obiecte discrete care sînt transportate pe benzi sau pe mașini rotative. Cu un asemenea dispozitiv se poate număra cantitatea de obiecte produse.

Blocul de formare poate fi utilizat și ca siguranță rapidă în instalațiile cu semiconductoare.

Comutarea în circuitele de comandă. Blocurile descrise trebuie să înlocuiască releele care serveau pînă acum la comutarea circuitelor de comandă. Sînt mai multe criterii după care trebuie să se judece dacă înlocuirea releelor este justificată.

În primul rînd sînt instalații unde frecvența comutărilor este atît de mare încît timpul de răspuns al unui releu este prea lung și durata lui în funcționare va fi prea scurtă. În alte instalații, argumentul principal este siguranța de funcționare ca în sistemele energetice, la protecția agregatelor energetice, furnale și alți consumatori vitali unde o întrerupere neașteptată poate pricinui accidente umane sau avaria mașina producătoare.

În alte ocazii, înlocuirea releelor este justificată prin faptul că atmosfera în care contactele trebuie să lucreze este nefavorabilă. Astfel se întîmplă în industria chimică, în industria cimentului etc. Introducerea blocurilor de comutare fără contacte devine rentabilă la mașinile și agregatele de mare productivitate, unde opririle pentru revizii și reparații necesitate de contacte sînt costisitoare și justifică o investiție inițială mai mare în blocuri.

În unele instalații industriale unde volumul de elemente de prelucrare este foarte mare în raport cu elementele de execuție, este posibil ca în ansamblu costul elementelor fără contact să fie mai mic decît costul ansamblului cu dispozitive cu contacte.

Măsurările numerice luate în considerație aici sînt cele legate imediat de acționare precum măsurarea turației motorului și poziției unor piese în mișcare. Măsurarea numerică se introduce din ce în ce mai mult în tehnică pentru precizia mare care se poate atinge. Pentru măsura numerică cu precizia 1 la 9999 sînt necesare 4 decade de numărare, care fiecare în parte lucrează cu precizie 1 la 10. La numărarea binară cu 14 binare se obține precizia de 0,0061 %. Perturbațiile joacă un rol redus la măsurarea numerică pentru că impulsurile deformate sînt refăcute prin circuitul de formare.

Poziționarea numerică a mecanismelor este foarte importantă la mașini unelte, laminoare, mașini de extracție din mină etc. unde înlocuiesc limitatoarele de cursă mai puțin precise și nesigure.

Reglarea numerică. Sistemele de reglare automată, pot folosi metodele numerice de măsură atît pentru mărirea reglată cît și pentru mărirea impusă. Abaterea obținută prin scăderea numerelor reprezentînd aceste mărimi, poate fi convertită într-o mărime analogică și astfel poate fi introdusă în circuitul de reglare, care este construit după principiile cunoscute. Reglarea direct numerică cere elemente de execuție speciale și mijloace adecvate de stabilizare.

Circuite de felul celor prezentate folosesc împreună cu alte registre speciale în calculatoare numerice specializate în prelucrarea informațiilor pentru automatizări complexe.

Conf. ing. IOAN ŞARLEA

Caracteristicile dinamice ale regulatorului electronic proporţional integral de tip IR-130

CZ 621-523.

Aşa cum s-a arătat în [5], unul dintre regulatoarele universale electronice care sînt mult răspîndite în U.R.S.S. şi care se utilizează şi la noi în ţară pentru reglarea automată a proceselor termice este regulatorul electronic de tip IR-130, care funcţionează în complet cu o punte sau potenţiometru electronic prevăzut cu un traductor programator.

În fig. 1 este prezentată o variantă a schemei principiale a regulatorului, în care se observă că traductorul programator R_m se află montat în puntea sau potenţiometrul electronic notat cu litera P, iar traductorul R_a se află de asemenea în afara regulatorului şi anume în apropierea servomotorului M_a. Regulatorul propriuzis cuprinde elementele reprezentate în interiorul dreptunghiului punctat şi este notat cu litera R.

Traductoarele R_m şi R_a, deşi teritorial nu fac parte din componenţa regulatorului IR—130, totuşi din punct de vedere al reglării automate constituie părţi ale regulatorului. Din această cauză, în toate schemele principiale ale regulatorului IR—130 sînt reprezentate şi ele.

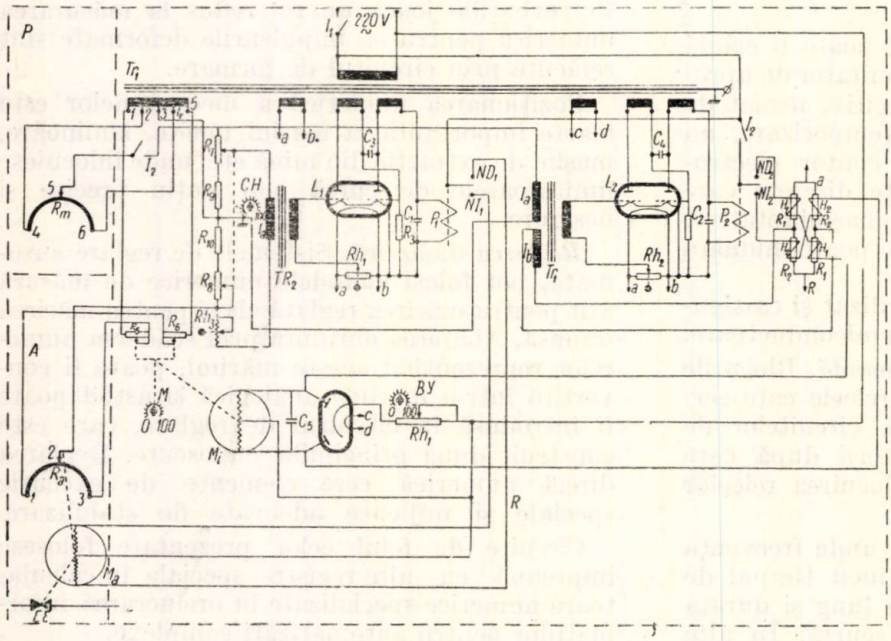


Fig. 1.

Fără a ne opri prea mult la descrierea principiului de funcţionare a întregii instalaţii, care este descrisă de altfel în [1]; [2]; [3]; [4]; [5], menţionăm doar că din punct de vedere al funcţionării, acest regulator are două părţi principale: una proporţională şi alta integrală, care funcţionează în paralel.

Ca mărime de intrare a regulatorului serveşte deplasarea cursorului traductorului R_m. Această deplasare se realizează prin intermediul instalaţiei de măsurare şi este proporţională cu abaterea parametrului de reglat de la valoarea dată.

Ca mărime de ieşire a regulatorului serveşte rotirea axului servomotorului M_a, care fiind cinematic cuplat cu elementul de execuţie schimbă poziţia acestuia din urmă în sensul necesar.

Toate legăturile mecanice între diferitele elemente ale regulatorului din fig. 1, sînt redate prin linii punctate.

I. Stabilirea relaţiilor principale care stau la baza alcătuirii schemei structurale adoptate

În scopul simplificării schemei structurale a regulatorului s-au liniarizat diferitele elemente care aveau un caracter neliniar. Astfel, de exemplu, admitem că tensiunea la intrarea traductoarelor R_m şi R_a este proporţională cu deplasarea cursoarelor faţă de poziţia lor de mijloc. Considerăm, de asemenea, că intensitatea curentului, care trece prin bobinele releelor P_1 şi P_2 este proporţională cu tensiunea la înfăşurarea secundară a transformatoarelor T_{r_2} şi T_{r_3}.

Avînd în vedere cele arătate mai sus putem considera că:

a) *Căderea de tensiune U_m pe potenţiometrele R_7 şi R_9 este proporţională cu deplasarea α a cursorului traductorului R_m faţă de poziţia mijlocie*, adică

$$U_m = a_1 \alpha \,. \qquad (1)$$

Căderea de tensiune U_a pe potenţiometrele R_8 şi R_{10} este proporţională cu deplasarea β a cursorului traductorului R_a şi cu deplasarea γ a cursoarelor potenţiometrelor R_5 şi R_6 faţă de poziţia lor de mijloc, adică:

$$U_a = a_2 \ (\beta + \gamma) \qquad (2)$$

La înfăşurarea I_a a transformatorului T_{r_2} se transmite diferenţa (suma algebrică) ΔU a două căderi de tensiune. Prima dintre ele este căderea de tensiune între cursorul potenţiometrului R_7 şi zero şi va avea valoarea $a_3 U_m$, a_3 fiind un coeficient care ţine cont de deplasarea cursorului pe potenţiometrul R_7. Cea de-a doua este diferenţa de potenţial între cursorul potenţiometrului R_8 şi zero şi va avea valoarea $a_4 U_a$, a_4 fiind un coeficient care ţine cont de deplasarea cursorului potenţiometrului R_8.

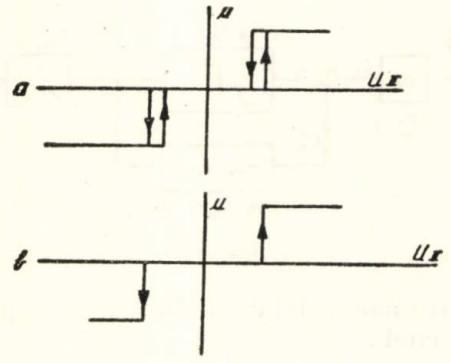


Fig. 2.

Astfel vom putea scrie:

$$\Delta U = a_3 U_m + a_4 U_a = a_1 a_3 \alpha + a_2 a_4 (\beta + \gamma) \quad (3)$$

Tensiunea transmisă înfăşurării I_a a transformatorului T_{r_3} va fi:

$$U'_m = a'_1 \alpha \quad (3')$$

în care a' este un coeficient de proporţionalitate.

Relaţiile scrise mai sus pot fi socotite reale atît în regim de funcţionare stabil cît şi în regim tranzitoriu, deoarece procesul de stabilire a tensiunii la elementele schemei arătate mai sus decurge într-un timp foarte scurt în comparaţie cu procesul tranzitoriu al întregului sistem.

b) *Releele P_1 şi P_2 au o caracteristică esenţial neliniară.* Această caracteristică, adică poziţia μ a sistemului de contacte ale releului sau valoarea tensiunii U_{ma} (U_{mi}) transmisă servomotorului M_a (M_i), în funcţie de tensiunea U_{II} a înfăşurării secundare a transformatorului corespunzător este dată în fig. 2, *a*.

Dacă coeficientul de revenire a releului tinde spre 1 atunci caracteristica releului va fi de forma arătată în fig. 2, *b*.

c) *Cînd tensiunea de intrare a releului electronic este zero* ($U_{II} = 0$), *ambele contacte ale releului vor fi deschise* ($\mu = 0$, $U_{ma} = 0$, $U_{mi} = 0$). La apariţia unei tensiuni suficiente pentru acţionarea releului, motorul corespunzător va începe să se rotească.

La o schimbare a fazei tensiunii U_{II}, se va închide celălalt contact al releului şi sensul de rotaţie a motorului se va schimba şi el.

Neglijînd timpul de pornire a motorului de acţionare M_a, respectiv a motorului M_i, precum şi continuarea mişcării datorită inerţiei, atît motorul de acţionare cît şi motorul M_i, prin intermediul căruia imprimîndu-se regulatorului o caracteristică izodromă se mai numeşte şi motorul izodromului, pot fi considerate ca elemente integratoare şi în consecinţă vor avea funcţiile de transfer date de relaţiile:

$$Y_{ma}(s) = \frac{1}{T_1 s} \quad (4)$$

şi

$$Y_{mi}(s) = \frac{1}{T_2 s}. \quad (5)$$

Viteza de rotaţie a motorului izodromului poate fi reglată prin variaţia rezistenţei R_{hi}, care se realizează manual prin rotirea manetei BY (timpul de dublare) [2].

Deoarece pentru fiecare viteză a motorului M_i corespunde un alt T_2 putem scrie că

$$T_2 = f\ (BY). \quad (6)$$

d) *Valoarea rezistenţelor R_1 şi R_2 ale braţelor punţii termice PT a izodromului variază proporţional cu temperatura lor* (ele fiind sub influenţa încălzitoarelor H_1 şi H_2, conectate în serie cu înfăşurările motorului M_i).

Rezistenţele R_1 şi R_2 încălzindu-se, la înfăşurarea I_b a transformatorului T_{r_3} se va transmite o tensiune proporţională cu diferenţa temperaturilor lor.

Încălzirea rezistenţelor R_1 şi R_2 s-ar face după o lege exponenţială, dacă temperatura mediului exterior ar rămîne constantă. În realitate însă încălzitoarele şi rezistenţele respective ale punţii termice sînt aşezate în termostate care au o oarecare inerţie termică.

Puntea termică poate fi reprezentată printr-o schemă electrică analogă formată dintr-un circuit $R - L$ (fig. 3, *a*), în care L_1 şi R_1 ar reprezenta echivalenţi corespunzători capacităţii termice a carcasei cu încălzitoarele şi rezistenţele respective ale punţii, precum şi transmisia de căldură de la carcasă spre termostat iar L_2 şi R_2 echivalenţii corespunzători capacităţii termice a termostatului şi transmisia de căldură de la termostat către mediul înconjurător.

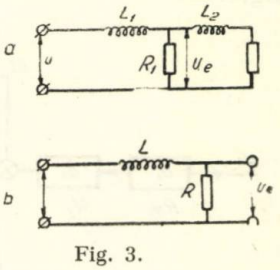


Fig. 3.

În această schemă analogă, tensiunea U_e este echivalentă cu temperatura rezistenţei braţelor punţii termice.

Dacă se va neglija influenţa inerţiei termice a termostatului în regim tranzitoriu se poate

obține o schemă echivalentă mai simplă (fig. 3,*b*).

Făcîndu-se notațiile :

$$\frac{L_1}{R_1} = T_a \; ; \; \frac{L_2}{R_2} = T_b \; ; \; \frac{R_1}{R_2} = n, \qquad (7)$$

și introducîndu-se coeficientul a_5 care caracterizează variația tensiunii la ieșirea din puntea termică în funcție de temperatura (rezistența) brațelor R_1 și R_2, funcția de transfer a punții termice va fi :

$$Y_a(s) = a_5 \frac{Y_e(s)}{U_i(s)} = a_5 \frac{T_b s + 1}{T_a T_b s^2 + (T_a + T_b + nT_a)s + 1} . \qquad (8)$$

Funcția de transfer care se obține considerînd schema echivalentă din fig. 3, *b* poate fi obținută din (8), făcînd $T_b = 0$ și $n = 0$ și va avea expresia :

$$Y_a(s) = a_5 \frac{1}{T_a s + 1} . \qquad (9)$$

II. Schema structurală a regulatorului IR—130

Pentru obținerea întregii scheme structurale a regulatorului este mai comod ca în prealabil să stabilim schema structurală a celor două părți ale regulatorului, și anume a părții proporționale și a părții integrale.

Schema părții proporționale (fig.1) se compune din următoarele elemente principale :

a) potențiometrul de intrare R_m ;

b) două rezistențe R_7 și R_8 care servesc la schimbarea gradului de neegalitate (CH) a regulatorului [2] ;

c) releul electronic, compus din transformatorul T_{r_2}, amplificatorul L_1 și releul electromagnetic de tip telefonic P_1 ;

d) motorul de acționare M_a ;

e) potențiometrul R_a.

În conformitate cu relațiile obținute mai sus între diferitele variabile, se poate alcătui schema părții proporționale care-i redată în fig.4.

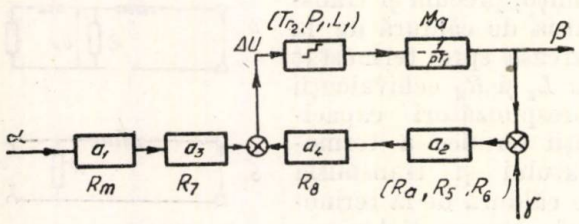


Fig. 4.

Considerăm că la o abatere pozitivă a parametrului de reglat ($\alpha > 0$), mărimea de ieșire a regulatorului se va abate în sens negativ ($\beta < 0$), deoarece sensul de rotație a motorului de acționare va trebui să micșoreze abaterea tensiunii ΔU.

Făcînd aceste considerente în ceea ce privește α și β se înțelege de la sine că funcția de transfer a motorului de acționare M_a trebuie luată cu semnul minus.

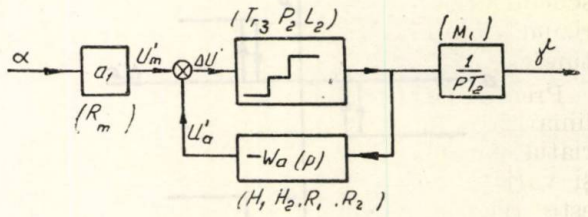


Fig. 5.

Oprirea motorului de acționare se va produce atunci cînd :

$$a_1 a_3 \alpha + a_2 a_4 (\beta + \gamma) = \Delta U = 0 .$$

Abaterea γ o considerăm pozitivă dacă prin aceasta (în conformitate cu schema structurală) mărimea de ieșire β tinde să se micșoreze.

Schema părții integrale (fig.1) se compune din următoarele elemente :

a) potențiometrul de intrare R_m ;

b) puntea termică, compusă la rîndul ei din încălzitoarele H_1 și H_2 și din rezistențele R_1 și R_2 ;

c) releul electronic, compus din transformatorul T_{r_3}, amplificatorul electronic L_2 și releul electromagnetic de tip telefonic P_2 ;

d) motorul izodromului M_i.

Schema structurală a părții integrale este dată în fig. 5.

Funcția de transfer a punții termice $Y_a(s)$ se ia cu semnul minus, fiindcă la acționarea releului P_2 rezistența punții termice variază în sensul în care produce o micșorare a tensiunii transmise înfășurării releului.

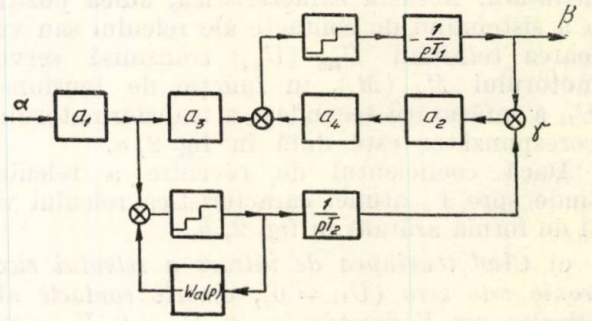


Fig. 6.

Schema structurală completă a regulatorului compus din aceste două părți principale, cea proporțională și cea integrală, este dată în fig. 6.

III. Liniarizarea schemei structurale a regulatorului IR—130

Analiza dinamicii regulatorului IR—130 este greoaie, deoarece în schema lui structurală sînt două elemente esenţial neliniare (fig.6). Totuşi, după cum se ştie, în anumite condiţii, schemele structurale pot fi simplificate liniarizînd anumite elemente neliniare care o alcătuiesc.

Premisa fundamentală necesară efectuării liniarizării în cazul de faţă este aceea, că variaţia parametrului de reglat şi în consecinţă şi variaţia mărimii de intrare a regulatorului este relativ înceată. Într-adevăr, instalaţiile de automatizare pentru care se utilizează regulatoarele de acest tip au o inerţie foarte mare.

Partea proporţională a schemei poate fi considerată ca un sistem de urmărire, ca un amplificator cu caracteristică de releu (fig.4).

Variaţia mărimii de intrare α produce într-o oarecare măsură o variaţie (de semn contrar) proporţională a mărimii de ieşire, adică mărimea de ieşire β urmăreşte mărimea de intrare α.

La o viteză de variaţie mică a lui α considerînd $\gamma = 0$ putem neglija procesul tranzitoriu în acest sistem de urmărire şi deci putem considera că:

$$\beta = -K_1\alpha \qquad (10)$$

în toate regimurile de funcţionare a sistemului de reglare.

Coeficientul K_1 va depinde numai de valoarea coeficienţilor a_1, a_2, a_3, a_4, adică este determinat de poziţia cursoarelor potenţiometrelor R_7 şi R_8, care poate fi reglată servindu-se de maneta „gradului de neegalitate" CH. Deci $K_1 = f\ (CH)$.

Variaţia lui γ va produce de asemenea o dezechilibrare a sistemului de urmărire, care va tinde în acest caz să-l varieze pe β, astfel încît să fie satisfăcută egalitatea:

$$\beta + \gamma = -K_1\alpha.$$

Dacă $\alpha = 0$, atunci

$$\beta + \gamma = 0 \qquad \text{sau} \qquad \beta = -\gamma$$

Aceste relaţii, la o variaţie înceată a lui γ pot fi de asemenea considerate reale şi în cazul regimului tranzitoriu din sistem.

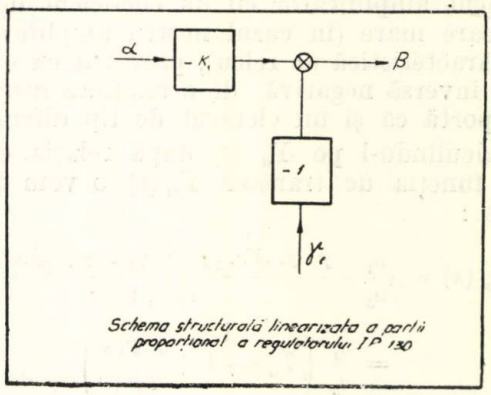
Astfel, avînd în vedere premisa arătată mai înainte, se poate concepe o schemă structurală liniarizată a părţii proporţionale a regulatorului, care-i redată în fig. 7.

Partea integrală a regulatorului (fig. 5) de asemenea poate fi liniarizată dacă considerăm că ea conţine un contur închis cu o legătură inversă negativă.

Acţionarea elementului cu caracteristică de releu a părţii integrale depinde de o diferenţă de tensiune (o sumă algebrică de tensiuni defazate cu π una faţă de cealaltă)

$$U'_m = U'_a = \Delta U' .$$

Dacă mărimea de intrare α variază încet, atunci datorită acţiunii elementului cu caracteristică de releu $U'_a = U'_m$ şi deci $\Delta U' \to 0$, fiindcă conturul închis este analog cu un sis-



Schema structurală liniarizată a părţii proporţionale a regulatorului IP 130

Fig. 7.

tem de urmărire în care mărimea de ieşire U'_a „urmăreşte" variaţia lui U'_m.

Dacă considerăm că în toate regimurile de funcţionare a sistemului de reglare $\Delta U' = 0$, atunci este necesar ca tensiunea U'_{mi} de la ieşirea elementului cu caracteristică de releu să varieze conform relaţiei:

$$U_{mi}(s)\ [-Y_a(s)] = U'_a(s) = -U'_m(s) \qquad (11)$$

de unde

$$U_{mi}(s) = \frac{U'_m(s)}{Y_a(s)} = \frac{a_1\,\alpha(s)}{Y_a(s)} . \qquad (12)$$

Deoarece tensiunea U_{mi} are numai trei valori fixe, determinate de poziţia contactelor releului P_2, în cele exprimate mai sus este vorba de o valoare medie a tensiunii care apare la motorul izodromului într-un regim pulsatoriu de funcţionare a releului.

Deoarece unghiul de rotaţie a motorului izodromului depinde de durata relativă de închidere, adică de valoarea medie a tensiunii U_{mi}, se poate considera acest motor ca un motor cu o viteză variabilă a cărui ecuaţie este

$$\gamma(s) = U_{mi}(s)\,\frac{1}{T_2 s} . \qquad (13)$$

Astfel funcţia de transfer a părţii integrale are forma:

$$\frac{\gamma(s)}{\alpha(s)} = Y_m(s)\,\frac{1}{T_2 s} \qquad (14)$$

în care

$$Y_m(s) = \frac{a_1}{Y_a(s)} . \qquad (15)$$

Calculîndu-l pe $Y_a(s)$ după schema simplificată (9), $Y_m(s)$ va avea aspectul:

$$Y_m(s) = \frac{a_1}{Y_a(s)} = \frac{a_1}{a_5}(T_a s+1) = T_3 s + K_3 . \qquad (16)$$

Acest fenomen se explică prin aceea că un element amplificator cu un coeficient de amplificare mare (în cazul nostru amplificatorul cu caracteristică de releu), prevăzut cu o legătură inversă negativă de o anumită inerţie se comportă ca şi un element de tip diferenţial.

Calculîndu-l pe $Y_a(s)$ după relaţia exactă (8), funcţia de transfer $Y_m(s)$ o vom obţine astfel:

$$Y_m(s) = \frac{a_1}{a_5} \frac{T_a T_b s^2 + (T_a + T_b + nT_a)s + 1}{T_b s+1} =$$

$$= \frac{a_1}{a_5}\left(T_a s+1 + \frac{n T_a s}{T_b s+1}\right)$$

de unde

$$Y_m(s) = T_3 s + K_3 + K_2 \frac{T_4 s}{T_4 s+1} , \qquad (17)$$

în care

$$\left.\begin{aligned} T_3 &= \frac{a_1}{a_5} T_a \\ K_3 &= \frac{a_1}{a_5} \\ K_2 &= \frac{a_1}{a_5}\frac{nT_a}{T_b} \\ T_4 &= T_b \end{aligned}\right\} \qquad (18)$$

Schema structurală liniarizată a părţii integrale este redată în fig. 8, iar schema structurală liniarizată a întregului regulator este redată în fig.9.

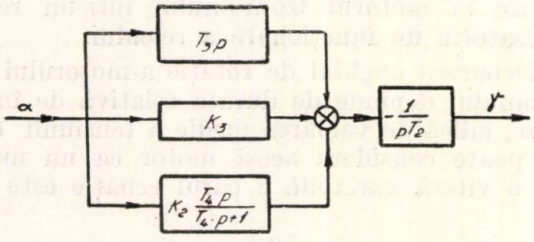
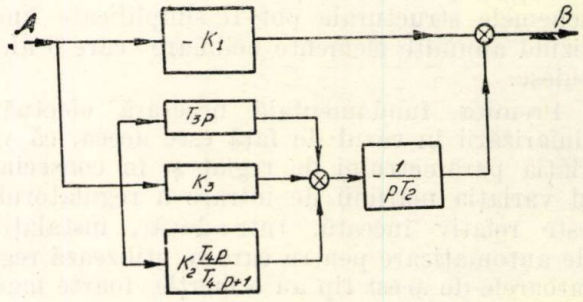


Fig. 8.

În scopul simplificării acestei scheme structurale a regulatorului, semnul negativ care ne arată că unei abateri pozitive a lui γ îi corespunde o abatere negativă β (fig.7) este afectat elementului precedent.

Funcţia de transfer a regulatorului corespunzător fig.9, va fi de forma

$$Y(s) = -\left[K_1 + \left(T_3 s + K_2 \frac{T_4 s}{T_4 s+1} + K_3\right)\frac{1}{T_2 s}\right] . \qquad (19)$$



Schema structurală liniarizată a regulatorului IR-130

Fig. 9.

IV. Determinarea parametrilor schemei structurale liniarizate a regulatorului

Determinarea parametrilor este mai comod să se efectueze separat pentru cele două părţi componente ale regulatorului.

Coeficientul K_1 se determină prin întreruperea circuitului motorului M_i a părţii integrale ($T_2 = \infty$). Variind mărimea de intrare α se poate determina variaţia corespunzătoare a mărimii de ieşire β în regim stabil de funcţionare.

Măsurarea lui α şi β se poate face în mărimi relative fără dimensiuni şi este comod a se considera că la abaterile limită ale cursoarelor potenţiometrelor R_m şi R_a corespund pentru α şi β valorile $\pm 0{,}5$.

Raportul β/α va determina valoarea coeficientului căutat K_1. După cum s-a arătat mai

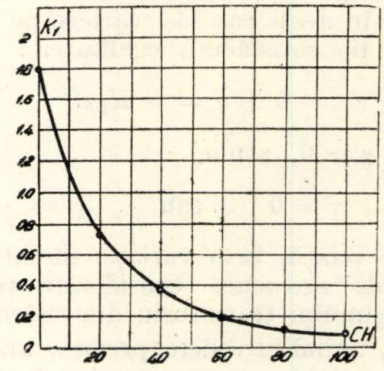
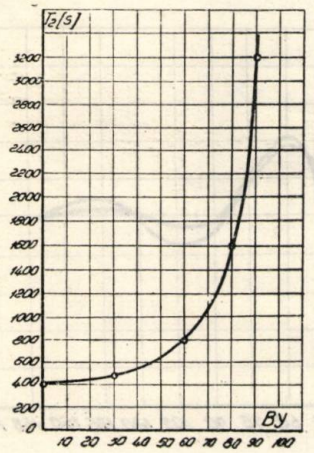


Fig. 10.

înainte, coeficientul K_1 depinde de poziţia manetei de acordare a „gradului de neegalitate" CH, iar $K_1 = f(CH)$ determinat pe cale experimentală pentru regulatorul IR – 130 model 1952 este redat în fig. 10.

Constanta de timp T_2 s-a determinat tot pe cale experimentală, ea fiind inversă vitezei de variaţie a mărimii de ieşire a regulatorului atunci cînd la intrarea motorului M_i a izodromului i se aplică tensiunea nominală. Pentru ca β să varieze numai ca o urmare a acţionării



Dependenţa între constanta de timp T_2 şi timpul de dublare BY

Fig. 11.

motorului M_i, mărimea de intrare α în timpul acestei experimentări a fost menţinută egală cu zero.

Deoarece la variaţia acordului „timp de dublare" (BY) viteza de rotaţie a motorului M_i variază, constanta T_2 este o funcţie de poziţia dispozitivului de acordare BY.

Dependenţa $T_2 = f(BY)$ este redată în fig.11.

Pentru determinarea parametrilor părţii integrale a regulatorului s-a determinat variaţia valorii medii a tensiunii U_{mi} aplicate motorului M_i la o variaţie în salt a mărimii de intrare α.

În conformitate cu schema structurală liniarizată a părţii integrale a regulatorului (fig.8), considerăm că mărimea de intrare a elementului integrator $\left(\frac{1}{T_2 s}\right)$ reprezentat de motorul M_i este tensiunea U_{mi} (valoarea medie) în regim stabil de funcţionare.

La o variaţie în salt a mărimii de intrare α a regulatorului, mărimea de ieşire a elementului integrator în conformitate cu schema structurală (fig.8) trebuie să conţină trei componente. Prima componentă condiţionată de prezenţa elementului a cărei funcţie de transfer este $T_3 s$, reprezintă o funcţie impuls de ordinul întîi cu „aria" impulsului egală cu T_3. A doua componentă este condiţionată de elementul cu funcţia de transfer K_3 şi are o valoare constantă, egală cu raportul dintre valoarea medie a tensiunii în regim stabil de funcţionare şi tensiunea nominală aplicată motorului M_i. A treia componentă caracterizează reacţia elementului cu funcţia de transfer $K_2 \frac{T_4 s}{T_4 s+1}$ la o perturbaţie în salt şi reprezintă o funcţie exponenţială amortizată cu constanta de timp T_4 şi ordonata iniţială K_2.

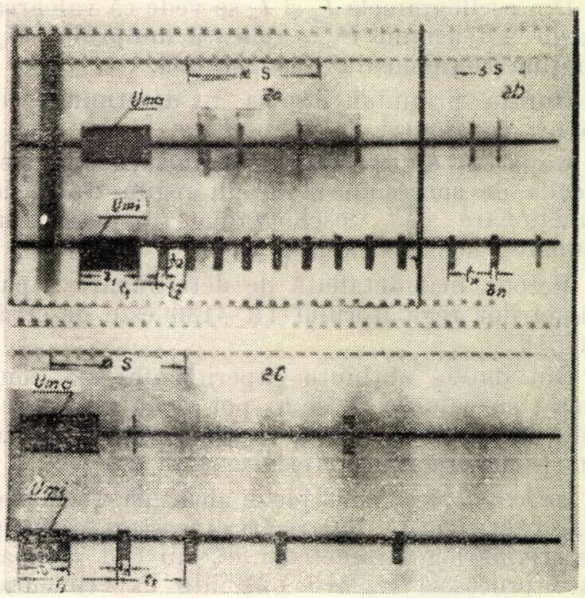


Fig. 12.

Oscilogramele din fig. 12 şi 13 reprezintă variaţia tensiunilor U_{mi} şi U_{ma} în urma unei variaţii în salt a mărimii de intrare α.

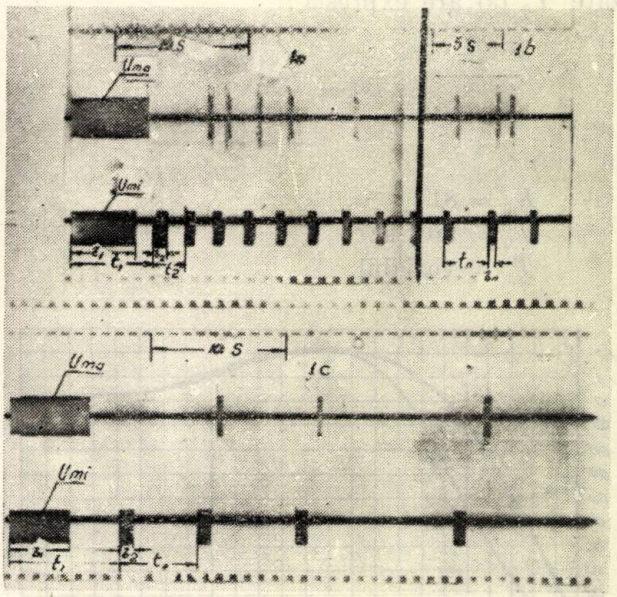


Fig. 13.

Oscilogramele I_a şi I_b au fost obţinute printr-o variaţie în salt a mărimii de intrare de la $\alpha = 0$ la $\alpha = 0{,}0834$ (variaţia mărimii de intrare s-a realizat printr-o schimbare rapidă a poziţiei cursorului potenţiometrului R_m).

Oscilograma I_a corespunde începerii regimului tranzitoriu, iar oscilograma I_b corespunde regimului stabil de funcționare.

Oscilograma I_c s-a obținut printr-o variație a mărimii de intrare de la $\alpha = 0{,}0834$ la $\alpha = 0$.

Din oscilogramele I_a și I_c se vede că valoarea medie a tensiunii U_{mi}, aplicată motorului M_i, conține componenta exponențială.

Durata primului impuls τ, determină valoarea constantei de timp T_3.

Raportul dintre durata impulsurilor și perioada de succesiune a lor în regim stabil de funcționare τ_n/t_n (oscilograma I_b) determină valoarea coeficientului K_3.

Metoda mai detaliată de determinare a parametrilor regulatorului IR—130 este descrisă în [3].

Din datele obținute experimental s-a constatat că valorile T_3 și K_3 pot varia între anumite limite în funcție de regimul precedent de funcționare a punții termice PT.

În scopul verificării justei alcătuiri a schemei structurale, justei liniarizări a acesteia și justei determinări a parametrilor ei, au fost comparate procesele reglării obținute experimental cu acelea obținute prin calcul.

Ca instalație automatizată a servit un model hidraulic al obiectelor cu inerție, construit la fabrica KIP (Fabrica de aparate de măsură și control din Harkov).

Funcția de transfer a instalației automatizate $Y_0(s)$ are expresia:

$$Y_0(s) = \frac{K_0 e^{-T_z s}}{T_0 s + 1}$$

în care:

$K_0 = 81$;
$T_0 = 504$ s;
$T_z =$ variabil.

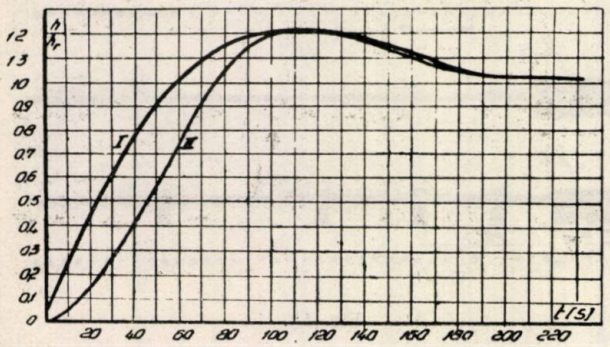


Fig. 14.

În fig. 14 și 15 sînt trasate regimurile tranzitorii referitoare la nivelul h/h_r (parametrul reglării), determinate de o perturbație în salt.

Comparația dintre datele experimentale și cele teoretice arată că metodica de liniarizare a schemei structurale este justă.

Neconcordanța dintre caracteristicile experimentale și cele obținute prin calcul, care se observă la începutul regimului tranzitoriu, se

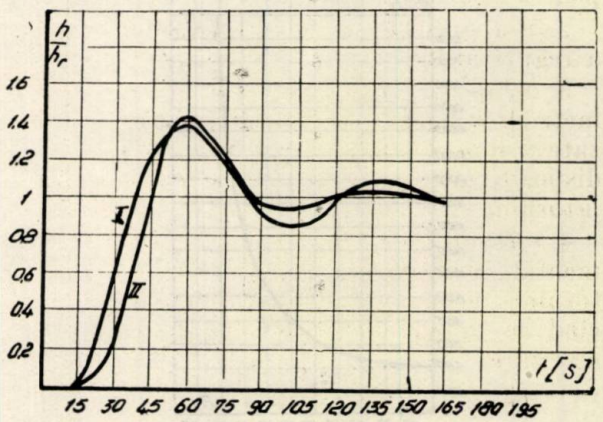


Fig. 15.

datorește faptului că mărimea de ieșire β în realitate nu poate varia în salt, deși în conformitate cu funcția de transfer (19) legea de variație a lui β ar trebui să fie în salt.

În exemplele de mai sus (fig. 14 și 15), viteza maximă de variație a parametrului de reglat după datele rezultate din calcul nu depășește limita la care mărimea de ieșire β nu reușește să „urmărească" mărimea de intrare α.

Se înțelege că viteza limită de variație a mărimii de ieșire a regulatorului este determinată de viteza de rotație nominală V_{an} a motorului de acționare M_a. Liniarizarea ecuației regulatorului va fi posibilă dacă viteza de variație limită V_{ml} a mărimii de intrare α (proporțională cu viteza de variație a parametrului de reglat) satisface inegalitatea:

$$V_{ml} < \frac{V_{an}}{K_1 + T_3/T_2} \cdot \qquad (21)$$

Dacă inegalitatea (21) nu este respectată, utilizarea funcției de transfer (19) a regulatorului pentru calculul procesului tranzitoriu nu este admisibilă, fiindcă nu se îndeplinește condiția care a stat la baza liniarizării.

Inegalitatea (21) poate ușor să nu fie satisfăcută atunci cînd lui K_1 i se dă valoare mare la acordarea regulatorului.

Astfel, de exemplu, în fig. 16 se face o comparație între procesele tranzitorii obținute experimental și prin calcul în cazul cînd

$$V_{ml} \cong 3{,}5 \frac{V_{an}}{T_3/T_2 + K_1}$$

adică atunci cînd liniarizarea schemei structurale nu este admisibilă.

În urma analizei teoretice şi verificării experimentale se pot trage următoarele concluzii :

1. Liniarizarea schemei structurale a regulatorului IR—130 este posibilă şi sînt arătate condiţiile necesare pentru realizarea liniarizării.

2. S-a obţinut funcţia de transfer a regulatorului.

3. Se poate obţine valoarea parametrilor schemei structurale liniarizate şi dependenţa acestora de poziţia dispozitivelor de acordare a regulatorului.

4. Rezultatele obţinute experimental confirmă că ecuaţia regulatorului propusă este justă, atunci cînd se îndeplinesc condiţiile de liniarizare.

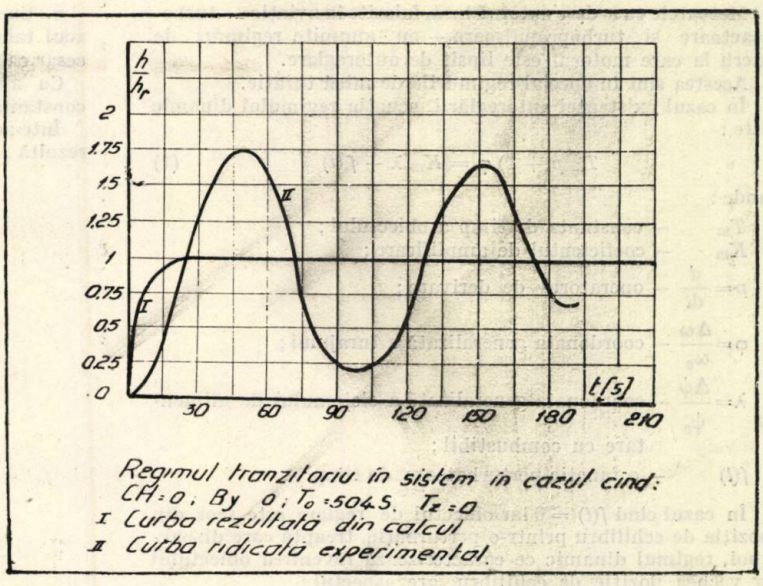


Fig. 16.

BIBLIOGRAFIE

[1] KATROVSKII M.M. : *Avtomaticeskoe regulirovanie teplovih protessov metallurgiceskogo proizvodstva.* GNTI, 1952.

[2] *Izodromnîi reguleator* IR—130. Opisanie i rukovodstvo po montaju i polzovaniu, nr. 6—00—49—1953.

[3] SARLEA I. : *Issledovanie elektronnîh reguleatorov dlea avtomoticeskogo regulirovania temperaturî.* Disertaţia, Harkov, 1956.

[4] EROFEEV A. V. : *Elektronnie pribori teplovogo kontrolea i regulirovania.* G.E.I., 1955.

[5] SARLEA I. : *Regulatorul electronic PI de tip* IR—130. Automatica şi electronica, nr. 5, 1960.

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

Ing. C. CEAUŞELU

Metode experimentale de determinare a coeficienţilor ecuaţiilor diferenţiale liniare ale unor elemente din sistemele de reglare automată

CZ 621—53 : 517.94

În analiza comportării dinamice a unui sistem de reglare automată este necesar să cunoaştem ecuaţiile diferenţiale ale elementelor componente ale sistemului.

În cazul cînd automatizarea unui obiect de reglare se face odată cu proiectarea instalaţiei, atunci coeficienţii ecuaţiilor diferenţiale ale elementelor se determină prin metode analitico-grafice.

De multe ori în practică sîntem nevoiţi să reglăm un parametru al unui obiect care este construit şi căruia nu-i cunoaştem caracteristicile statice sau, dacă i le cunoaştem, determinarea analitico-grafică a coeficienţilor ecuaţiilor diferenţiale nu se poate face suficient de precis.

În cele ce urmează ne referim la ecuaţiile diferenţiale liniare ale elementelor unui sistem. Ele au avantajul că se pot integra mai uşor, permit un studiu ceva mai uşor al stabilităţii şi calităţii procesului de reglare, făcînd posibilă folosirea principiului suprapunerii efectelor. Au însă dezavantajul că nu oglindesc fenomenul real decît pentru mici perturbaţii în jurul unei valori de echilibru a parametrului studiat. Această situaţie este generală, deoarece aproape toate elementele au caracteristici statice neliniare.

Coeficienţii ecuaţiei diferenţiale sînt valabili numai pentru procesul dinamic în jurul unei anumite valori de echilibru a parametrului. Pentru o altă valoare a lui este necesar a calcula din nou coeficienţii.

În cele ce urmează se vor indica cîteva metode experimentalo-grafice de determinare a coeficienţilor ecuaţiei diferenţiale a cîtorva elemente folosite în sistemele de reglare automată.

Vor fi prezentate mai multe metode, alegîndu-se în raport de împrejurările şi aparatajul necesar, pe cea corespunzătoare.

1. Elemente cu regim tranzistoriu descrise de o ecuaţie diferenţială de gradul 1.

Un prim element de reglare a cărui comportare dinamică este descrisă de o ecuaţie liniară de ordinul 1 este obiectul de reglare. Se va lua ca exemplu un motor cu ardere internă.

Principalul parametru care trebuie reglat este turaţia, deoarece el condiţionează în mod esenţial regimurile optime de lucru ; depăşirea unei anumite valori (limita maximă), conduce la distrugerea motorului din cauza forţelor mari de inerţie, în timp ce scăderea turaţiei sub o valoare limită poate conduce la un regim instabil.

Motoarele cu ardere internă sînt în general motoare cu autoreglare.

Motoarele cu ardere externă însă, folosite în aviaţie — turboreactoare şi turbopropulsoare — au anumite regimuri de lucru la care motorul este lipsit de autoreglare.

Acestea sînt în special regimurile de mică turaţie.

În cazul existenţei autoreglării, ecuaţia regimului dinamic este :

$$T_m p + 1)\varphi = K_m \lambda + f(t) \qquad (1)$$

unde :

T_m — constanta de timp a obiectului ;

K_m — coeficientul de amplificare ;

$p = \frac{d}{dt}$ — operatorul de derivare ;

$\varphi = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$ — coordonata generalizată a turajului ;

$\lambda = \frac{\Delta\psi}{\psi_0}$ — coordonata generalizată a sistemului de alimentare cu combustibil ;

$f(t)$ — o funcţie perturbatoare de timp.

În cazul cînd $f(t) = 0$ iar obiectul de reglare este scos din poziţia de echilibru printr-o perturbaţie, treaptă care dispare apoi, regimul dinamic ce caracterizează revenirea obiectului la vechea poziţie de echilibru, are aspectul :

$$\varphi = \varphi_0 e^{-\frac{t}{T_m}} \qquad (2)$$

unde φ_0 este devierea iniţială a turaţiei în urma perturbaţiei.

Dacă se introduce o variaţie treaptă a coordonatei de intrare λ, atunci regimul dinamic de restabilire a unei noi valori de echilibru va avea aspectul :

$$\varphi = K_m \lambda_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right), \qquad (3)$$

unde λ_0 este variaţia treaptă finită a coordonatei de alimentare.

Aspectul celor 2 curbe este cel din figurile 1 şi 2.

Determinarea constantei de timp T_m în cazul soluţiei 2 se poate face în modul următor :

1. Se decuplează obiectul de regulator, în cazul cînd era echipat cu regulator de turaţie.

2. Cuplăm la motor un tahometru mecanic sau electric pe a cărui scală notăm trei puncte : *I* — *II* — şi *III* cărora le corespund trei turaţii alese în modul următor :

a) toate cele trei turaţii să fie mai mari ca valoarea turaţiei de echilibru ω_0 pentru care se determină T_m ;

b) valoarea coordonatei generalizate φ în punctul *II* să fie de 2,72 ori mai mare decît valoarea lui φ în punctul *I* ;

c) în punctul *III* valoarea lui φ să fie mai mare ca în punctul *II*.

3. Stabilim regimul căruia îi corespunde turaţia ω_0.

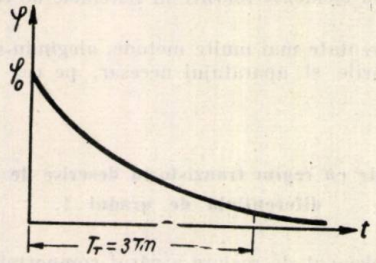


Fig. 1.

4. Acţionăm asupra clapetei carburatorului, asupra tijei pompei de injecţie sau în general asupra poziţiei organului de reglare, modificînd coordonata ψ respectiv cea adimensională λ pînă ce turaţia a crescut, ajungînd în apropierea punctului *III*.

5. Readucem în mod instantaneu organul de reglare în poziţia iniţială. În acest timp, acul indicator al tahometrului nu trebuie să coboare sub punctul *II*.

6. Cu ajutorul unui cronometru pe care-l acţionăm cînd acul tahometrului este în punctul *II*, măsurăm timpul necesar ca el să ajungă în punctul *I*.

Cu ajutorul diagramei din figura 3 determinăm grafic constanta de timp.

Într-adevăr, în cazul ecuaţiei (2), dacă vom lua $t = T_m$, rezultă :

$$\varphi = \varphi_{II} e^{-\frac{T_m}{T_m}} = \frac{\varphi_{II}}{e} = \frac{\varphi_{II}}{2{,}72}. \qquad (4)$$

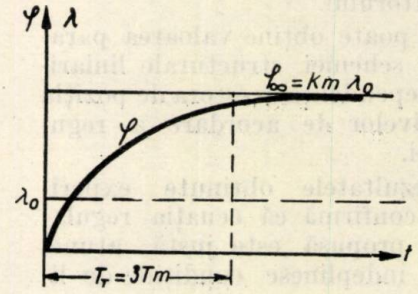


Fig. 2.

Se constată că, constanta de timp este timpul în care abaterea φ_{II} scade de e ori.

Curba $\varphi = f(t)$ se construieşte experimental. Dacă alegem de exemplu $\omega_0 = 1\,000$ rot/min, se scoate motorul din poziţia de echilibru pînă la o valoare $\omega \cong 1\,500$ rot/min.

Declanşăm cronometrul cînd organul de reglare a revenit în poziţia iniţială, măsurînd timpii $t_1, t_2, t_3 \ldots$ la care turaţia are valorile 1 400, 1 300 ..... 1 000 rot/min.

Pentru exactitate repetăm operaţia de 2 — 3 ori, luînd valorile medii.

Alegem de exemplu pentru φ_{III} valoarea corespunzătoare a lui ω, egală cu 1 400 rot/min.

Vom avea :

$$\varphi_{III} = \frac{\omega_{III} - \omega_0}{\omega_0} = \frac{1\,400 - 1\,000}{1\,000} = \frac{4}{10} = 0{,}4.$$

Pentru φ_{II} alegem $\omega = 1\,300$ rot/min, respectiv

$$\varphi_{II} = 0{,}3.$$

Va rezulta pentru φ_I valoarea :

$$\varphi_I = \frac{\varphi_{II}}{2{,}72} = \frac{0{,}3}{2{,}72} = 0{,}11,$$

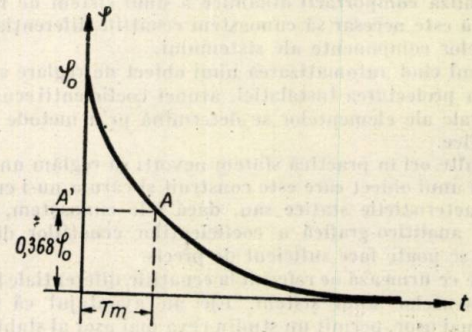


Fig. 3.

sau cum

$$\varphi_I = \frac{\Delta\omega_I}{\omega_0} = 0{,}11,$$

rezultă :

$$\Delta\omega_I = \omega_0 \cdot 0{,}11 = 1000 \cdot 0{,}11 = 110 \text{ rot/min}.$$

şi

$$\omega_1 = 1\,110 \text{ rot/min.}$$

Cu aceste valori se poate determina, din diagrama construită, valoarea lui T_m.

Pentru determinarea coeficientului de amplificare K_m se procedează în modul următor: se variază brusc alimentarea motorului cu o valoare $\Delta\psi_0$ respectiv λ_0.

Soluţia ecuaţiei obiectului va avea forma ecuaţiei (3). După un timp t = ∞ parametrul reglat (fig. 2) va avea valoarea:

$$\varphi_\infty = K_m \lambda_0 .$$

Rezultă din (5):

$$K_m = \frac{\varphi_\infty}{\lambda_0} .$$

Valoarea lui λ_0 se cunoaşte; valoarea lui φ_∞ se determină din diagrama fig. 2, construită experimental în modul următor: se cuplează la motor un tahometru; imediat după variaţia bruscă a coordonatei de intrare a elementului, cu valoarea λ_0, se declanşează un cronometru. Doi operatori citesc simultan valorile turaţiei şi timpii corespunzători, înscriind datele. Se repetă operaţia de mai multe ori construind apoi curba prin interpolare, pentru valorile medii.

Variaţia coordonatei de intrare se va face în aşa fel încît valoarea finală φ_∞, respectiv turaţia, să nu difere de valoarea iniţială de echilibru (ω_0) decît cu aproximativ aceeaşi valoare avută pentru determinarea lui T_m (1 400 rot/min), adică în limitele în care caracteristicile statice pot fi considerate liniare.

Este cunoscut că nu este necesar ca valorile de referinţă ω_0 şi ψ_0 să fie valorile de echilibru ale celor două coordonate ale obiectului corespunzător căruia îi studiem stabilitatea.

Pentru a avea o precizie mai bună a experimentării, vom determina valorile medii ale constantelor. Astfel, în exemplul pentru determinarea lui T_m, considerăm valoarea lui mai exactă pentru o turaţie ω_0 egală nu cu 1 000 rot/min ci pentru un

$$\omega_1 = \frac{1\,000 + 1\,400}{2} = 1\,200 \text{ rot/min.}$$

În determinarea lui K_m, plecînd de la ω_0 = 1 000 rot/min, vom căuta ca valorii finale φ_∞ să-i corespundă un $\omega_1 \cong$ 1 400 rot/min. Coeficientul de amplificare va fi determinat cu suficientă precizie pentru ω_1 = 1 200 rot/min.

În acest mod coeficienţii sînt valabili pentru valori $\omega_1 = \pm$ 200 rot/min.

Valorile arătate în exemplu sînt indicative; ele se vor alege de la caz la caz conform recomandării făcute.

Pentru o altă valoare a turaţiei care diferă de precedenta cu mai mult de ± 200 rot/min şi pentru care voim a cerceta stabilitatea obiectului este nevoie a determina alte valori ale coeficienţilor.

Pentru a construi curba din fig. 2 putem considera regimul tranzitoriu terminat după aproximativ 3 constante de timp.

Considerînd:

$$t = 3\ T_m$$

rezultă:

$$\frac{t}{T_m} = 3 .$$

Înlocuind în ecuaţia (3), vom avea pentru termenul $e^{-\frac{t}{T_m}}$ = = 0,05.

Comparativ cu 1 din care se scade, rezultă o diferenţă de 5% care pentru scopul nostru este suficientă, mai ales că valorile mai mici se citesc greu pe tahometru.

Şi pentru diagrama din fig. 1 putem lua aceeaşi valoare a timpului regimului tranzitoriu.

Constanta de timp a obiectului se mai poate determina experimental şi în alt mod.

Folosim pentru aceasta următoarea proprietate a exponenţialei: tangenta dusă în orice punct al ei determină între verticala punctului de tangenţă şi punctul de secantă al tangentei cu asimptota, pe asimptotă, segmente egale.

Curba regimului tranzitoriu din fig. 4 se construieşte în acelaşi mod ca şi curba din fig. 2.

Segmentele de dreaptă

$$\overline{O'B} = \overline{DE} = T_m .$$

Ecuaţia (3) se mai scrie:

$$\varphi = \varphi_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right). \tag{5}$$

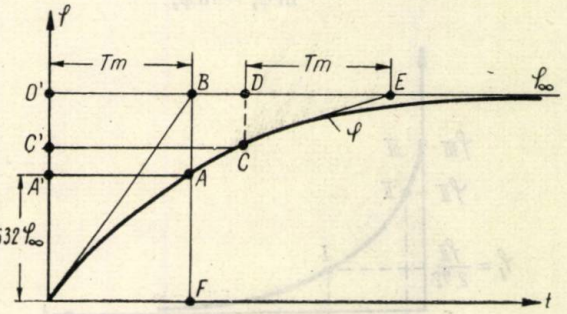


Fig. 4.

Derivînd, obţinem:

$$\frac{d\varphi}{dt} = \varphi_\infty \cdot \frac{1}{T_m} e^{-\frac{t}{T_m}}. \tag{6}$$

Ecuaţia (5) se mai scrie:

$$\varphi_\infty - \varphi = \varphi_\infty e^{-\frac{t}{T_m}}. \tag{7}$$

Înlocuind ecuaţia 7 în ecuaţia 6:

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{1}{T_m} (\varphi_\infty - \varphi), \tag{8}$$

rezultă:

$$T_m = \frac{\varphi_\infty - \varphi}{\frac{d\varphi}{dt}} . \tag{9}$$

Pentru punctele 0 şi C vom avea:

$$T_m = \frac{\varphi_\infty - 0}{\left(\frac{d\varphi}{dt}\right)_0} = \frac{\varphi_\infty - \varphi_c}{\left(\frac{d\varphi}{dt}\right)_c} = \text{const} . \tag{10}$$

Deoarece tangenta în diferite puncte nu o putem duce atît de uşor, putem folosi o altă construcţie.

Considerînd $t = T_m$ ecuaţia (5) devine:

$$\varphi_{A'} = \varphi_\infty (1 - e) \cong 0{,}632\, \varphi_\infty . \tag{11}$$

Ţinînd cont de această observaţie putem defini constanta de timp a obiectului ca fiind timpul în care parametrul reglat atinge o valoare egală cu 0,632 din valoarea finală φ_∞, atunci cînd coordonata de intrare are o variaţie treaptă constantă.

Vom lua pe ordonată, în fig. 4, o valoare $\overline{OA'} = 0{,}632\varphi_\infty$.

Ducînd o orizontală pînă în A şi apoi verticala pînă în F, obţinem segmentul $\overline{OF}$ care este tocmai T_m.

În mod asemănător mai putem determina constanta de timp şi în cazul diagramei din fig. 1.

Dacă în ecuaţia (2) facem $t = T_m$, obţinem:

$$\varphi_{A'} = \varphi_0 \cdot e^{-1} = 0{,}368\ \varphi_0 . \tag{12}$$

Făcînd o construcţie similară celei din fig. 4, obţinem grafic constanta de timp (fig. 5).

Se mai poate determina constanta de timp a obiectului în modul următor: logaritmăm ecuaţia (2), rezultînd,

$$\ln \varphi = \ln \varphi_0 - \frac{t}{T_m}. \tag{13}$$

Dacă vom măsura la două intervale de timp ale regimului tranzitoriu valorile φ_1 şi φ_2 corespunzătoare timpilor t_1 şi t_2, atunci vom obţine:

$$T_m = \frac{t_2 - t_1}{\ln \varphi_1 - \ln \varphi_2} \tag{14}$$

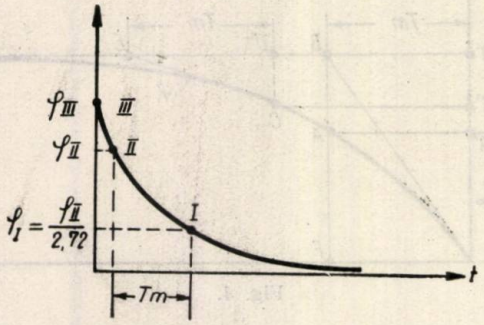


Fig. 5.

Cu valorile φ şi t determinate experimental, putem construi o diagramă în coordonate semilogaritmice, din care putem determina grafic pe T_m.

Se observă că $T_m = \text{ctg}\ \alpha$.

Procedeele indicate pînă aici au următoarele avantaje şi dezavantaje:

— sînt simple, se pot pune în practică foarte uşor, nu cer aparate şi montaje complicate;

— precizia nu este suficient de mare deoarece în afara erorilor grafice făcute cînd se contruiesc curbele sau se citesc diferite mărimi, se mai introduce în circuitul de măsurare şi tahometrul de a cărui comportare dinamică nu s-a ţinut cont.

Într-adevăr, inerţia tahometrului poate introduce erori în construirea curbei regimului tranzitoriu. Totuşi, dacă intervalul de variaţie a parametrului în cursul experimentării se ia în aşa fel încît coeficienţii ecuaţiei regimului tranzitoriu al tahometrului să nu aibă variaţii prea mari, atunci îi putem considera aproximativ constanţi şi singura influenţă asupra

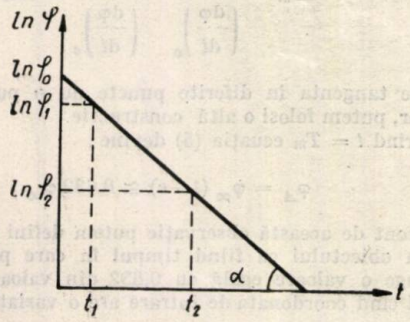


Fig. 6.

curbei regimului tranzitoriu este aceea că o deplasează paralel cu ea însăşi fără a-i schimba alura. În acest fel construcţiile grafice nu introduc erori.

Pentru a se mări precizia determinării se cer a se lua următoarele măsuri:

— folosirea unui tahometru cu mică inerţie (tahometre cu generator reactiv, tahometre cu impulsuri electrice etc.), echipat cu o scală de diametru mare, pentru a se asigura o citire precisă;

— executarea unui număr suficient de măsurători pentru a mări precizia determinărilor;

— executarea construcţiilor grafice la scări mari pentru a micşora erorile grafice.

Determinarea mai precisă a constantei de timp şi a coeficientului de amplificare o putem face folosind metoda frecvenţelor.

Pentru aceasta este necesar să se dispună de un oscilograf şi un dispozitiv care să asigure o variaţie sinusoidală a coordonatei de intrare a motorului, avînd posibilitatea de a-i varia frecvenţa şi amplitudinea.

Sistemul se poate construi destul de uşor, folosind un electromotor la care să se poată varia turaţia, cuplat cu un mecanism cinematic cu camă sau bielă-manivelă.

Se dă coordonatei de intrare o variaţie de forma

$$\lambda = a \sin \Omega t \tag{15}$$

unde:

a — amplitudinea;
Ω — frecvenţa unghiulară;
t — timpul.

Frecvenţa oscilaţiilor organului de reglare (clapeta carburatorului, tija pompei de injecţie etc.) va fi:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{\Omega}{2\pi}. \tag{16}$$

unde

f — frecvenţa;
T — perioada.

Avînd în vedere inerţia obiectului, ce va alege o astfel de gamă de frecvenţe care să asigure oscilaţii ale turaţiei cu amplitudini suficient de mari, vizibile în bune condiţiuni la oscilograf.

Variaţia coordonatei de ieşire se va face cu aceeaşi frecvenţă dar cu altă amplitudine şi cu un anumit defazaj. Va rezulta:

$$\varphi = A \sin \Omega t + B \cos \Omega t \tag{17}$$

Punînd

$$A = C \cos \beta$$
$$B = -C \sin \beta$$
$$C = \sqrt{A^2 + B^2}$$
$$\beta = \text{arc tg}\left(-\frac{B}{A}\right)$$

ecuaţia (17) mai poate avea forma:

$$\varphi = C \sin (\Omega t - \beta).$$

Înlocuind în ecuaţia obiectului (1), în care considerăm $f(t) = 0$, valorile λ şi φ din (15) şi (17), rezultă:

$$T_m \cdot A \cdot \Omega \cos \Omega t - T_m \cdot B \cdot \Omega \cdot \sin \Omega t + A \sin \Omega t + B \cos \Omega t = K_m \cdot a \cdot \sin \Omega t \ldots \tag{19}$$

Grupînd convenabil termenii funcţiei de sin Ωt şi cos Ωt, rezultă:

$$\begin{cases} T_m \cdot A \cdot \Omega + B = 0. \\ A - T_m \cdot B \cdot \Omega = K_m \cdot a. \end{cases} \tag{20}$$

Rezolvînd sistemul de ecuaţii (20), obţinem:

$$\left.\begin{aligned} A &= \frac{K_m}{1 + T_m^2 \cdot \Omega^2} \cdot a; \quad B = -\frac{K_m \cdot T_m \cdot \Omega}{1 + T_m^2 \cdot \Omega^2} \cdot a \\ C &= \frac{K_m}{\sqrt{1 + T_m^2 \cdot \Omega^2}} \cdot a; \quad \text{tg}\,\beta \triangleq T_m \cdot \Omega \end{aligned}\right\} \tag{21}$$

La un oscilograf cu ecranul caroiat măsurînd direct sau fotografiind imaginea, putem determina valorile ce ne interesează.

Din diagramă determinăm valorile : a, c, Ω şi φ.
Din ecuaţia (21) putem determina uşor valorile :

$$T_m = \frac{\operatorname{tg}\beta}{\Omega}; \quad K_m = \frac{C}{a}\sqrt{1+\operatorname{tg}^2\beta}. \tag{22}$$

S-au indicat diferite procedee de determinare a celor doi coeficienţi ai obiectului de reglare ce posedă autoreglare şi a cărui comportare dinamică este descrisă de o ecuaţie diferenţială lineară de ordinul 1.

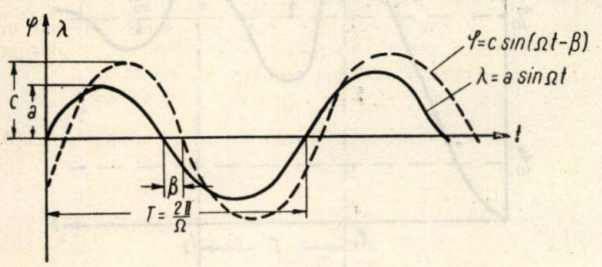


Fig. 7.

În cazul unui obiect cu autoreglare negativă, ecuaţia are aspectul :

$$T_m\frac{d\varphi}{dt} - \varphi = K_m\lambda. \tag{23}$$

Soluţiile vor fi în raport de condiţiile iniţiale :
pentru $t = 0$; $\lambda = 0$; $\varphi = \varphi_0$.

$$\varphi = \varphi_0 \cdot e^{t/T_m} \tag{24}$$

şi pentru $t = 0$; $\lambda = \lambda_0$; $\varphi = 0$

$$\varphi = K_m\lambda_0\left(e^{t/T_m} - 1\right). \tag{25}$$

În cazul obiectului lipsit de autoreglare, ecuaţia este :

$$\tau_m\frac{d\varphi}{dt} = \lambda, \tag{26}$$

unde

$$\tau_m = \frac{T_m'}{K_m}.$$

Soluţiile vor fi :
— pentru $t = 0$, $\lambda = 0$; $\varphi = \varphi_0$

$$\varphi = \varphi_0 \tag{27}$$

adică o deviaţie a turaţiei cu o valoare constantă, φ_0 se menţine

— pentru $t = 0$, $\varphi = 0$; $\lambda = \lambda_0$

$$\varphi = \frac{\lambda_0}{\tau_m}\cdot t. \tag{27'}$$

Se vede că (27) este ecuaţia unei drepte. Va fi suficient să se măsoare unghiul β al dreptei, pentru ca apoi cunoscînd pe λ_0 să avem noua constantă de timp din relaţia :

$$\operatorname{tg}\beta = \frac{\lambda_0}{\tau_m}. \tag{28}$$

Pentru aceste ultime cazuri (23) şi (26) putem aplica una din metodele arătate în afară de metoda caracteristicii de frecvenţă deoarece procesele fiind instabile, comportarea coordonatei de ieşire va fi descrisă de o curbă cu amplitudini crescătoare.

Pentru exemplificare s-a luat ca model un motor cu ardere internă.

Metodele sînt aplicabile şi altor obiecte de reglare ce au ecuaţii similare, cum ar fi de exemplu : regenerare în care se reglează nivelul schimbătoarelor de căldură etc.

Putem aplica aceste metode şi altor elemente ce au aceeaşi ecuaţie diferenţială, cum ar fi traductoarele de temperatură de diferite tipuri (termometre cu mercur, cu lichide, cu gaze, termometre cu rezistenţă şi termocuple) etc.

Metoda caracteristicilor de frecvenţă poate fi aplicată numai acelor elemente şi pentru acele frecvenţe la care mărimea amplitudinilor coordonatei de ieşire (C — ecuaţia 21) are valori observabile practic.

La traductoarele termice la care constanta de timp are valori de ordinul secundelor pînă la minute, folosirea unei frecvenţe Ω mari conduce la valori C imperceptibile. În afară de aceasta, este extrem de greu să se varieze rapid şi periodic temperatura mediului în care este plasat traductorul.

La anumite obiecte, în determinarea experimentală a coeficienţilor ecuaţiei diferenţiale, se va ţine cont de parametrul de care depinde această constantă de timp.

Astfel, de exemplu la un termocuplu, constanta de timp are valoarea :

$$\tau = \frac{C\cdot\gamma\cdot V}{S\cdot\alpha} \tag{29}$$

unde :

C — căldura specifică a materialului traductorului ;
γ — greutatea specifică ;
V — volumul traductorului ;
S — suprafaţa exterioară a traductorului ;
α — coeficientul de transmitere a căldurii de la mediu la traductor.

Coeficientul α depinde de o serie de factori,

$$\alpha = f(c,\ w,\ \varepsilon,\ k) \tag{30}$$

unde :

c — constantă ;
w — viteza de deplasare a fluidului ;
ε — coeficient ce depinde de natura fluidului ;
k — coeficient ce depinde de forma traductorului.

Se constată că valoarea constantei τ este valabilă pentru fluidul respectiv şi pentru o anumită viteză. Pentru aceasta, determinarea experimentală trebuie să se facă în condiţii analoge celor în care va funcţiona traductorul.

În cazul traductoarelor plasate în medii care nu curg, se vor folosi două sau mai multe vase în care se va pune acelaşi fluid dar cu temperaturi diferite, t_1, t_2 ... În acest mod, mutînd traductorul dintr-un vas în altul, obţinem variaţia treaptă a coordonatei de intrare.

Pentru traductoarele plasate în conducte cu fluide în mişcare, este necesar a se dispune de cel puţin două conducte în care să circule acelaşi fluid cu aceeaşi viteză dar cu temperaturi constante în timp şi diferite între ele, astfel ca prin inversarea circulaţiei în conducte să se obţină saltul de temperatură, respectiv al coordonatei de intrare.

De cele mai multe ori, lucrîndu-se cu atenţie şi cu aparatura corespunzătoare, ţinîndu-se cont de specificul elementului, se pot determina coeficienţii ecuaţiei diferenţiale de ordinul 1 cu precizie superioară determinării analitice.

În situaţiile în care nu se dispune de caracteristicile statice ale elementelor, metoda experimentală este în măsură să dea datele necesare.

2. Element cu regim tranzitoriu descris de o ecuaţie diferenţială de gradul 2.

Sînt anumite obiecte de reglare care au regimul tranzitoriu descris de o ecuaţie diferenţială liniară de ordinul 2. De asemenea există traductoare a căror comportare dinamică este descrisă de o ecuaţie similară.

Deoarece s-a luat ca exemplu pentru obiect motorul cu ardere internă, ca obiect de reglare a turaţiei, pentru a completa un sistem de reglare se va alege ca exemplu pentru elementul cu ecuaţie diferenţială de ordinul 2 un traductor pentru turaţie şi anume un tahometru centrifugal.

Ecuaţia regimului dinamic al unui asemenea element este :

$$(T_M^2 p^2 + T_a p + 1)\,\eta = K_s \cdot \varphi \qquad (31)$$

unde :

T_M^2, T_a — constante de timp,

$\eta = \frac{\Delta h}{h_0}$ — coordonata generalizată ce caracterizează deplasarea mufei tahometrului,

$\varphi = \frac{\Delta \omega}{\omega_0}$ — coordonata generalizată a turajului,

K_s — coeficient de amplificare.

Considerăm că elementul are statism pozitiv $\left(\delta = \frac{1}{K_s} > 0\right)$ iar ecuaţia caracteristică are realizant negativ.

Pentru condiţiile iniţiale : $t = 0$; $\varphi = 0$; $\eta = \eta_0$; $\eta_0 = 0$ soluţia este :

$$\eta = A \cdot e^{-\alpha t} \cdot \sin(\Omega t + \beta) \qquad (32)$$

unde :

A şi β — constante ce depind de condiţiile iniţiale,

$\alpha = \frac{T_a}{2T_M^2}$ — coeficient ce caracterizează viteza de amortizare,

$\Omega = \frac{\sqrt{4T_M^2 - T_a^2}}{2T_M^2}$ — frecvenţa proprie a sistemului oscilant amortizat

Se constată că avem un regim oscilant amortizat.

În ecuaţia (32), pentru $t = 0$ rezultă :

$$\eta_0 = A \sin \beta \qquad (33)$$

Cunoscînd că perioada oscilaţiilor este $T = \frac{2\pi}{\Omega}$, după un interval de timp $t = T$, ecuaţia (32) devine

$$\eta_T = A \cdot e^{-\alpha t} \cdot \sin \beta. \qquad (34)$$

Calculînd decrementul amortizării, obţinem :

$$\left.\begin{aligned} n &= \frac{\eta_T}{\eta_0} = e^{-\alpha T} \\ \ln n &= -\alpha T \end{aligned}\right\} \qquad (35)$$

Cunoscînd pe n şi T avem :

$$\left.\begin{aligned} \alpha &= -\frac{1}{T} \cdot \ln n \\ \Omega &= \frac{2\pi}{T} \end{aligned}\right\} \qquad (36)$$

Cunoscînd dependenţa între α, Ω şi T_M şi T_a obţinem :

$$\left.\begin{aligned} T_M &= \sqrt{\frac{1}{\Omega^2 + \alpha^2}} \\ T_a &= \frac{2\alpha}{\Omega^2 + \alpha^2} \end{aligned}\right\} \qquad (37)$$

Rezolvarea experimentală se face în modul următor :

— menţinem legătura între tahometru şi motor astfel ca să poată fi antrenat de acesta, însă izolăm legătura între manşon şi motor ; în acest mod turaţia motorului se va menţine constantă în tot timpul experienţei, avînd astfel condiţiile în care a fost stabilită soluţia din ecuaţia (32) :

— plasăm lîngă manşonul tahometrului o plăcuţă cu o scară gradată pentru a măsura amplitudinile oscilaţiilor manşonului ;

— scoatem manşonul din poziţia de echilibru măsurînd în timpul experienţei valorile amplitudinilor manşonului pe scara gradată iar perioadele cu un cronometru ; este suficient să măsurăm amplitudinile la primele 2—3 oscilaţii.

Cu aceste valori putem obţine constantele de timp cu ajutorul ecuaţiilor (35), (36) şi (37).

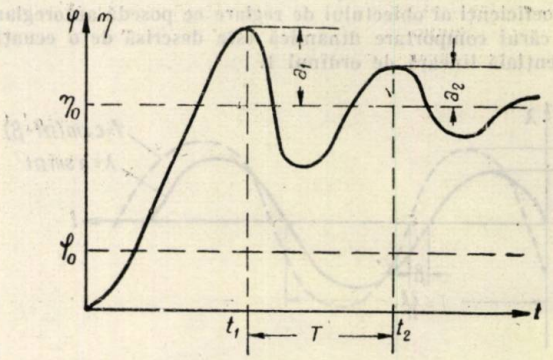


Fig. 8.

Coeficientul de amplificare se obţine în modul următor :

— se aplică la intrarea în tahometru o variaţie constantă — φ_0 — a coordonatei de intrare (se măreşte turaţia motorului cu o anumită valoare) ;

— se măsoară poziţia manşonului la finele procesului tranzitoriu η_0.

Vom avea :

$$K_s = \frac{\eta_0}{\varphi_0}. \qquad (38)$$

Coeficienţii sînt valabili pentru oscilaţii în jurul unei anumite valori de echilibru.

Pentru un alt regim de echilibru este necesar a se determina alte valori ale coeficienţilor.

Mai uşor se poate lucra demontînd aparatul şi antrenîndu-l cu un electromotor la care se poate varia turaţia între aceleaşi limite între care variază şi turaţia motorului reglat.

Mai precis se poate analiza regimul dinamic al elementului oscilator oscilografiind regimul tranzitoriu.

În cazul comportării oscilatorii a elementului se pot obţine toţi coeficienţii aplicînd la intrare o variaţie constantă sub forma unui salt.

Se va obţine oscilograma care în coordonate generalizate are aspectul din fig. 8.

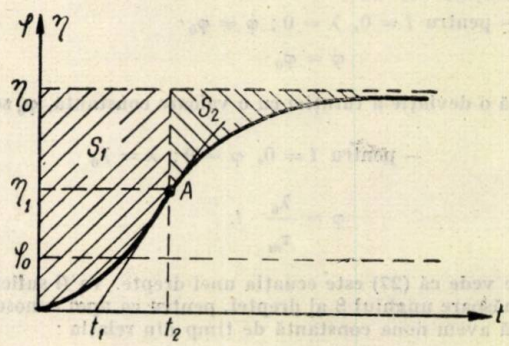


Fig. 9.

Avem :

$$\Omega = \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{t_1 - t_2} \; ; \quad \alpha = -\frac{1}{T} \ln \frac{a_1}{a_2} \; ; \quad K_s = \frac{\eta_0}{\varphi_0}.$$

În cazul cînd regimul tranzitoriu este aperiodic (rădăcini reale şi negative) obţinem curba regimului tranzitoriu din fig. 9.

Acest regim îl avem în cazul unui statism δ pozitiv iar realizantul ecuaţiei caracteristice mai mare ca zero.

În punctul de inflexiune A, tangenta la curbă are valoarea maximă iar derivata 2-a este nulă.

$$\left(\frac{d\eta}{dt}\right)_A = \frac{\eta_1}{t_1 - t_2} = \dot{\eta}_A ; \quad \left(\frac{d^2\eta}{dt^2}\right)_A = 0 \tag{39}$$

Înlocuind valorile (39) în ecuaţia (31), rezultă :

$$T_a \left(\frac{d\eta}{dt}\right)_A + \eta_1 = K_s \cdot \varphi_0 \tag{40}$$

sau

$$T_a = \frac{k_s \varphi_0 - \eta_1}{\dot{\eta}_A} . \tag{41}$$

Se demonstrează că T_M se determină cu ajutorul relaţiei :

$$T_M = \sqrt{\frac{T_a \cdot \eta_1 - S_1}{\dot{\eta}_A}} \tag{42}$$

unde

S_1 — este suprafaţa haşurată în diagrama fig. 9.

Coeficientul K_s se determină cu ecuaţia (38).

O metodă generală de determinare a coeficienţilor este metoda frecvenţelor.

Ea se poate aplica uşor în cazul în care putem oscilografia regimul tranzitoriu.

Se aplică la intrarea în elementul respectiv un semnal de forma :

$$\varphi = a \sin \Omega t. \tag{43}$$

Vom avea pentru coordonata de ieşire

$$\eta = A \sin \Omega t + B \cos \Omega t = C \sin(\Omega t - \beta). \tag{44}$$

Înlocuind în ecuaţia (31) valorile ecuaţiilor (43) şi (44) şi făcînd derivările corespunzătoare.

Grupînd termenii funcţiei de sin Ωt şi cos Ωt şi rezolvînd sistemul de ecuaţii obţinem :

$$A = \frac{1 - T_M^2 \cdot \Omega^2}{T_a^2 \Omega^2 + (1 - T_M^2 \cdot \Omega^2)^2} \cdot K_s \cdot a \tag{45}$$

$$B = \frac{-T_a \cdot \Omega}{T_a^2 \cdot \Omega^2 + (1 - T_M^2 \Omega^2)^2} K_s \cdot a \tag{46}$$

Coeficientul de amplificare K_s îl putem determina cu ajutorul ecuaţiei (38).

Regimul tranzitoriu are aspectul indicat în diagrama fig. 7. Din diagramă determinăm pe C, a şi β, avînd cunoscut pe Ω.

Avem relaţiile :

$$C = \sqrt{A^2 + B^2} = \frac{K_s \cdot a}{\sqrt{T_a^2 \cdot \Omega^2 + (1 - T_M^2 \cdot \Omega^2)^2}} \tag{47}$$

$$\operatorname{tg}\beta = -\frac{B}{A} = \frac{T_a \cdot \Omega}{1 - T_M^2 \cdot \Omega^2} . \tag{48}$$

Rezolvînd acest sistem de ecuaţii obţinem :

$$T_a = \frac{K_s \cdot a \cdot \operatorname{tg}\beta}{C \cdot \Omega \cdot \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2\beta}} \text{ şi } T_M = \frac{1}{\Omega} \sqrt{\operatorname{tg}\beta \left(1 - \frac{K_s \cdot a}{C \cdot \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2\beta}}\right)} \tag{49}$$

şi în acest fel avem toţi coeficienţii ecuaţiei diferenţiale.

3. Element cu regim tranzitoriu descris de o ecuaţie diferenţială de gradul 1, fără termen liber în membrul 1

Ecuaţia este un caz particular al ecuaţiei 1.

Asemenea elemente se mai numesc de integrare.

Servomotoarele la care putem neglija inerţia maselor în mişcare au un regim dinamic descris de o asemenea ecuaţie.

Pentru a completa sistemul de reglare ale cărui elemente au fost analizate ca exemple mai înainte, se va lua pentru exemplificare un servomotor hidraulic compus din servopiston şi amplificator de tipul sertar hidraulic.

Ecuaţia regimului dinamic este :

$$P\mu = K_e \cdot \eta \tag{50}$$

unde

$\eta = \dfrac{\Delta h}{h_0}$ — coordonata generalizată ce caracterizează deplasarea sertarului amplificatorului (egală sau proporţională cu deplasarea mufei tahometrului) ;

$\mu = \dfrac{\Delta m}{m_0}$ — coordonata generalizată ce caracterizează deplasarea servopistonului ;

K_e — coeficient de amplificare.

Pentru o deplasare $\eta = \eta_0 = \text{const}$, servomotorul are o viteză constantă.

Integrînd ecuaţia (50) rezultă în cele din urmă :

$$K_e = \frac{m_0}{\eta_0 \cdot t_0} \tag{51}$$

unde

m_0 — cursa servopistonului ;

t_0 — timpul în care servopistonul parcurge această cursă.

Determinarea experimentală se face în modul următor :

— se deplasează sertarul amplificator cu o valoare $\eta_0 = \text{const}$;

— se măsoară cu un cronometru timpul în care servopistonul parcurge cursa m_0.

Cu aceste valori din ecuaţia (51) se determină valoarea coeficientului K_e.

4. Concluzii

S-au indicat cîteva metode experimentalo-grafice cu ajutorul cărora se pot determina coeficienţii ecuaţiilor diferenţiale ale unor elemente din sistemele de reglare automată.

Folosind aparatura corespunzătoare, lucrînd cu atenţie şi luînd o medie a mai multor determinări, se pot obţine rezultate apropiate valorilor reale ale coeficienţilor şi superioare celor determinate numai pe cale analitică.

Metoda experimentală este singura care permite determinarea coeficienţilor atunci cînd nu se cunosc caracteristicile statice ale elementelor.

BIBLIOGRAFIE

[1] AIZERMAN M.A. : *Teoria avtomaticeskovo regulirovania dvigatelei*, Moscova, 1952.

[2] STODA A. V. : *Avtomaticeskoe regulirovanie gazoturbinth dvigatelei*, Moscova, 1954.

[3] BODNER, V. A. : *Avtomatica aviaţionth dvigatelei*. Oboronghiz, Moscova, 1956.

[4] VORONOV, A.A. : *Elementele teoriei reglării automate*. Editura Tehnică, Bucureşti, 1957.

RECENZII

CZ 621.391

Probleme de cibernetică

Nr. 3, Moscova, 1960, pag. 282.

Cel de-al treilea volum al culegerii „Probleme de cibernetică" prezintă un material deosebit de interesant, grupat în cinci rubrici : Probleme generale, Teoria sistemelor de reglaj, Programare, Lingvistică matematică, Cronică. După cum se remarcă, în acest volum nu se tratează probleme de biologie, redacţia anunţînd că ele vor fi grupate în volum următor.

În prima parte se remarcă mai multe articole importante, toate în general la un nivel înalt matematic.

Volumul începe cu articolul lui A.P. Erşov, intitulat „Algoritmii operatori". Acest studiu este foarte mare, avînd circa 50 pag. şi cuprinde un material nou şi interesant, referitor atît la lucrările lui A.A. Markov, cît şi la lucrările anterioare ale autorului.

Al doilea articol al lui V. V. Martiuniuk se referă la funcţii ce au argumentul şi valoarea definită pe mulţimea $E_k = \{0,1, \ldots, k-1\}$.

În a doua parte, un articol al lui A. S. Bloh studiază problemele ce pot fi rezolvate de maşinile serie. Într-un alt articol, B.I. Pilceak se referă la sinteza unei anumite clase de scheme.

În partea a treia de programare, R. I. Podlovcenko continuă un studiu apărut în primul număr al culegerii „Probleme de cibernetică", despre noţiunile de bază ale programării.

În mod special atragem atenţia asupra articolului lui A.M. Ghilman, despre proiectarea algoritmică a proceselor tehnologice în industria constructoare de maşini. Acest articol este deosebit de important, deoarece, după cum se ştie, în raportul C.C. al P.M.R., prezentat de tovarăşul GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ la cel de-al III-lea Congres al Partidului Muncitoresc Romîn s-a trasat ca sarcină utilizarea calculatoarelor electronice în industria constructoare de maşini.

Cu totul din altă sferă de preocupări este articolul lui I.A. Pervin : Despre algoritmizarea şi programarea jocului de domino. Acest joc face parte din categoria jocurilor cu informaţie incompletă. Tocmai din această cauză, algoritmul nu prezintă unicitate.

În partea următoare, referitoare la lingvistica matematică, în primul rînd menţionăm articolul cunoscutei cercetătoare sovietice O.S. Kulaghina : „Despre traducerea mecanică din franceză în rusă" (partea I). Tot în această parte T.N. Moloşnaia prezintă algoritmul traducerii din engleză în rusă. Lucrările sînt deosebit de valoroase pentru acei ce se ocupă de problema traducerii automate, dînd un exemplu concret de modul în care se face analiza textului şi se stabileşte programul.

Cronica, de asemenea, este foarte interesantă, deoarece ne informează asupra activităţii cibernetice desfăşurate în Uniunea Sovietică. În prima parte a cronicii se dau informaţii asupra seminarului de Cibernetică de la Universitatea din Moscova. În anul academic 1958—59, la acest seminar, condus de prof. A. A. Liapunov, s-au prezentat în total 13 referate. Prin tematica lor ele acoperă întreg domeniul cibernetic. Se remarcă un număr relativ mare de studii privind aspecte fiziologice sau biologice. De asemenea, s-au prezentat lucrări privind aplicaţiile economice ale cibernetic. Unele din referate au fost publicate, iar altele urmează a fi publicate în „Probleme de cibernetică".

De asemenea, se publică o informare destul de amplă asupra consfătuirii lingvistică-matematică ce a avut loc la Leningrad între 15 şi 21 aprilie.

E. N.

CZ 621.391

Probleme de cibernetică

Nr. 4, Moscova, 1960, pag. 257.

Acest număr se deosebeşte de celelalte prin faptul că s-a introdus o rubrică nouă, în care se tratează probleme de teoria informaţiei. (În cazul de faţă se publică articolul lui A.A. Harchevici, intitulat „Despre valoarea informaţiei". În afară de acest articol, celelalte sînt grupate în rubricile obişnuite.

În partea generală, O.B. Lupanov publică un studiu asupra evaluării asimptotice a numărului de grafe în reţele cu n laturi. L. A. Skorniakov se ocupă de : „Asupra unei clase de automate" (sisteme nervoase).

Aşa după cum se anunţase anterior, în acest număr se publică mai multe studii de cibernetică, cu referire directă la biologie. Articolul lui Skorniakov deschide această serie. Rezultatele acestui studiu au fost prezentate şi la colocviul unional de algebră generală din anul 1958. Într-un anumit fel, acest studiu are o legătură directă cu lucrările lui Kleeni.

Al doilea articol din seria biologică se intitulează : „Modelarea electrică a sistemelor homeostatice" şi se datoreşte lui G.V. Savinov. Lucrarea a fost prezentată la seminarul de Cibernetică de pe lîngă Universitatea din Moscova, în aprilie 1958. În articol se prezintă problema dintr-un punct de vedere în parte diferit de acela al lui Ashby W. Ross.

Tot în partea referitoare la teoria sistemelor automate, V.I. Midrov publică un studiu asupra unor probleme cu contingenţe economice.

Ca în toate numerele acestei publicaţii, un spaţiu important este rezervat problemelor de programare. În numărul de faţă se publică trei studii : N.G. Arsenteva — Asupra unor transformări ale schemelor de program ; V.A. Fedoseev — Metode de automatizare a programării la maşinile de calculat ; V.S. Koroliuk — Despre noţiunea de algoritmi cu adresă.

În partea rezervată maşinilor de calculat, M.A. Karţev studiază metodele logice de accelerare a înmulţirii în maşinile digitale.

În afara articolelor menţionate anterior şi care se ocupau de cibernetică biologică, în numărul de faţă există o rubrică specială intitulată „Procese de reglaj în organismele vii".

În această parte I.I. Şmalgauzen publică un articol intitulat „Bazele proceselor evolutive în lumina ciberneticii". Spre deosebire de toate celelalte articole publicate în culegerea de faţă, acest articol nu este matematizat.

Al doilea articol se intitulează „Tipuri de sisteme biologice de reglaj" şi se datoreşte lui A.A. Malinovski. Articolul cuprinde o bogată bibliografie.

Ultimul articol din această parte este semnat de A.R. Napalkov şi se intitulează „Unele principii de funcţionare a creierului". Autorul prezintă aici unele scheme logice, după care s-ar efectua procesele cerebrale.

Ultima parte este cea de lingvistică matematică şi cuprinde două studii. R.M. Frunkina studiază unele probleme legate de selectarea cuvintelor în vederea constituirii dicţionarului de bază pentru traducerea mecanică. Al doilea studiu îi aparţine lui O.S. Kulaghina, care dă algoritmii traducerii din franceză în rusă.

O notă a redacţiei anunţă că pe viitor „Probleme de cibernetică" nu va publica recenzii şi material bibliografic asupra lucrărilor de cibernetică apărute. De asemenea, pe viitor nu se va rezerva o rubrică specială problemelor de economie matematică.

E. N.

CZ 621.315.529 :537.533.2

V. B. SANDOMIRSKI, **Despre emisia exterioară a electronilor fierbinţi din semiconductoare (p.I).** Radiotehnica i elektronika, V (1960), 10 (oct.), p. 1627—1630.

Se studiază încălzirea gazului electronic dintr-un semiconductor supus unui cîmp electric puternic şi influenţa acestui efect asupra emisiei termoelectronice a catozilor semiconductori. Pe baza funcţiei de distribuţie a lui Davidov, autorul deduce densitatea curentului de emisie, arătînd că în domeniul ionizării totale a impurităţilor, curentul creşte cînd temperatura scade. De asemenea, se stabileşte distribuţia electronilor emişi în funcţie de viteză şi se demonstrează că electronii se deplasează cu o viteză apreciabil mai mare decît viteza de difuzie în semiconductor.

Rezultatele obţinute sînt ilustrate numeric în cazul germaniului şi siliciului.

CZ 621.373.43.07

V. V. GRIGORIN-RIABOV, **Caracteristicile de reglare ale relaxatoarelor monostabile**, Radiotehnica i elektronika, V (1960), 10 (oct.), p. 1568—1575.

Circuitele basculante monostabile (denumite de autor relaxoare „frînate") produc (după aplicarea impulsului de basculare) un impuls de tensiune a cărui durată poate fi controlată cu ajutorul unei tensiuni speciale. Caracteristica de reglare a circuitului este definită de relaţia dintre durata impulsului şi tensiunea de reglare.

Pentru cazul circuitelor cu reacţie prin capacitate, cărora le corespunde un circuit echivalent format dintr-un cvadripol activ neliniar şi un dipol reactiv de reacţie, autorul analizează procesele electrice şi stabileşte durata stării cvasistabile. Se arată că reglarea duratei impulsului se poate analiza în condiţiile cele mai convenabile prin limitarea tensiunii de la ieşirea cvadripolului neliniar şi se deduc parametrii principali ai caracteristicilor de reglare.

CZ 621.316.722.1—523.8 :621.375.2.024

K. B. MAZEL, **Utilizarea amplificatoarelor cu compensare catodică în stabilizatoarele electronice de tensiune.** Elektrosviazi, 1960, nr. 9 (sept.), p. 20—25.

Se descrie funcţionarea şi se prezintă teoria amplificatoarelor de curent continuu cu compensare pe catod. Un astfel de amplificator este compus dintr-un etaj principal, cu sarcina în circuitul anodic, şi o rezistenţă de compensare, în serie cu catodul, şi un al doilea etaj, auxiliar, fără sarcină catodică, care serveşte pentru compensarea automată a variaţiilor tensiunii de încălzire a tuburilor.

Deducînd principalele relaţii de calcul, autorul arată că, datorită tubului auxiliar, se micşorează apreciabil efectul rezistenţei de catod asupra amplificării tubului principal.

În încheiere se arată schemele de utilizare a amplificatoarelor cu compensare catodică în instabilizatoarele electronice cu reacţie.

Acest lucru este indicat în special atunci cînd, deşi variaţiile tensiunilor de încălzire ale tuburilor sînt relativ mari (± 10%) tensiunea de ieşire trebuie să rămînă foarte stabilă.

CZ 621.374.4 : 538.632

V. S. ANDREEV, M. E. MAZUROV, I. N. PRUDNIKOV : **Utilizarea efectului Hall în divizoarele de frecvenţă.** Elektrosviazi, 1960, nr. 9 (sept.), p. 12—19.

Autorii arată că în divizoarele de frecvenţă se pot folosi traductoare bazate pe efectul Hall. Pentru divizarea frecvenţei prin 2, se foloseşte o schemă în care la intrarea tubului amplificator este conectat traductorul Hall, supus unui cîmp magnetic de frecvenţă 200, iar în circuitul anodic este conectat un circuit oscilant acordat pe frecvenţa ω. În aceste condiţii f.e.m. Hall conţine componente de frecvenţă ω şi 3ω, iar la ieşire se obţine o tensiune aproape sinusoidală de frecvenţă.

Sînt descrise două scheme perfecţionate, în care curentul de la intrare a fost apreciabil micşorat, apoi se dă schema unui divizor de frecvenţă prin 5 şi schemele unor divizoare de frecvenţă cu multivibratoare.

În paralel cu explicarea funcţionării schemelor, autorii prezintă rezultatele încercărilor experimentale.

CZ 621.314.26 : 621.314.7

A. KURKIN, A. A. SOCOLOV: **Despre precizia convertoarelor cu impedanţă negativă (CIN) cu tranzistoare.** Elektrosviazi, 1960, nr. 9 (sept.), p. 26—35.

CIN — la care impedanţa de intrare este egală cu impedanţa de sarcină luată cu semn schimbat—se folosesc cu avantaje importante în filtre, amplificatoare cu capacitate de intrare nulă şi alte domenii din telecomunicaţii şi automatică.

În lucrare se discută precizia CIN şi metodele de perfecţionare a schemelor existente. Autorul scoate în evidenţă deosebirea dintre CIN reale şi ideale, indicînd că, prin natura lor, CIN permit uşor compensarea abaterilor respective. Această compensare se poate realiza cu elemente exclusiv pasive, însă compensarea CIN cu tranzistoare poate fi obţinută în condiţii optime prin folosirea unor reacţii negative stabilizatoare.

Sub forma unui tabel detaliat, se prezintă rezultatele analizei pentru 10 scheme de CIN, se deduc parametrii principali şi se discută performanţele schemelor în raport cu condiţiile de lucru în diferite cazuri.

CZ 621.373.52

D. I. ALEXANDROV: **Autooscilatoare cu tranzistoare în scheme cu emiterul de masă.** Elektrosviazi, 1960, nr. 10 (oct.), p. 27—34.

Autorul stabileşte mai întîi, sub formă generală, relaţiile din oscilatoarele cu tranzistoare. Părţile reală şi imaginară ale acestor relaţii permit să se stabilească condiţiile de lucru ale oscilatoarelor.

Pe baza ecuaţiei generale se dezvoltă — pentru tranzistoarele cu emiterul la masă, analiza oscilatorului cu cuplaj magnetic şi a oscilatoarelor în trei puncte : Hartley şi Colpitts. Pentru fiecare schemă se deduc frecvenţa oscilaţiilor şi condiţia de întreţinere : inductanţa mutuală (cuplajul dintre bobina de acord şi bobina de reacţie) respectiv raportul inductanţelor sau capacităţilor circuitului acordat.

Se dau două exemple de calcul ale căror rezultate sînt în bună concordanţă cu datele experimentale.

CZ 621.316.825

N. P. UDALOV : **Calculul aproximativ al regimurilor tranzitorii în circuite cu termorezistenţe semiconductoare.** Avtomatica i telemehanika, vol XXI (1960), nr. 9 (septembrie), p. 1323—1325.

Discutînd forma în care se poate scrie ecuaţia diferenţială a încălzirii termorezistenţelor semiconductoare (termistoare) sub efectul curentului care le străbate, autorul ajunge, după unele calcule, la expresia

$$\frac{dT}{dt} = \frac{UI - U_0 I_0}{H},$$

unde : T — valoarea (absolută) instantanee a temperaturii termistorului ; t — timpul, U şi I — valorile instantanee ale tensiunii la bornele termistorului, respectiv curentului prin termistor, U_0 şi I_0 — valorile aceloraşi mărimi în regim staţionar, H — căldura specifică a materialului.

Plecînd de la această expresie, se arată cum se poate deduce grafic variaţia în timp a temperaturii termistorului. Metodica este ilustrată printr-un exemplu concret, care dovedeşte buna concordanţă cu rezultatele experimentale. Ea este aplicabilă şi în cazul variaţiilor bruşte ale condiţiilor de lucru.

DIN LUCRARILE CONGRESULUI IFAC

Moscova 1960, vol I. (ediţie provizorie Butterworths Scientific Publications, London, 1960).

CZ 621.398

WANG CHUAN-SHAN, SA CHI-TIEN şi WU CHIN-HSIEN : *Un sistem de telemăsură complex fără contacte* (p. 17—20).

Se descrie un sistem de telemăsură construit la Institutul de Automatică şi Comandă la distanţă al Republicii Populare Chineze, care foloseşte peste tot elemente statice de lungă durată în serviciu, ca dispozitive magnetice şi semiconductoare. Se poate folosi pentru telecomandă, telesemnalizare, telemăsură continuă şi telemăsură atît pentru obiecte concentrate cît şi distribuite.

Principiul de bază al acestui sistem este metoda diviziunii în timp, folosind comutatoare magnetice. Cînd capacitatea sistemului este mare, se pot folosi comutatoare de tipul matrice. Sursa de impuls are o frecvenţă prescrisă, iar sincronizarea se obţine de la o staţie de control.

Folosind principiul de numărare a impulsurilor, sistemul execută corect comenzile transmise, chiar dacă semnalul a fost distorsionat în timpul transmisiei.

Telesemnalizarea este indicată prin tuburi cu catod rece. Acest sistem complex poate să controleze, să indice şi să măsoare la distanţă în mod simultan.

Instalaţia descrisă a fost utilizată într-un sistem de distribuţie a energiei electrice.

CZ 621—53

A. LEPSCHY şi A. RUBERTI: *O regulă pentru verificarea directă a criteriului Nyquist în diagrame nepolare* (p. 27—30).

Articolul prezintă o regulă care permite verificarea criteriului Nyquist direct în diagramele Nichols sau Bode (diagramele logaritmice atenuare-fază, sau atenuare-frecvenţă şi fază-frecvenţă) nu numai în cazul cînd sistemul deschis

nu are poluri în semiplanul drept, ci şi în cazul general. În aceste diagrame este suficient să se determine punctele critice (intersecţiile cu axa absciselor) şi să se citească valoarea corespunzătoare a fazei, notînd de asemenea dacă modulul funcţiei de transfer este crescător sau descrescător.

CZ 621.391

R. TOMOVIC: *Mîna omenească privită ca un sistem cu reacţie* (p. 31—35).

Se face descrierea unui sistem cu reacţie electromecanic care reproduce de aproape unele din funcţiile mîinii omeneşti. Deşi este un sistem cu circuit închis, el diferă în fond în multe privinţe de servomecanismele de structură obişnuită.

Mîna artificială descrisă are următoarele caracteristici: a) este un sistem cu reacţie, care lucrează după maximul erorii, spre deosebire de sistemele clasice care lucrează după minimul erorii; b) sistemul are un caracter nedeterminat, adică starea finală se poate atinge în mai multe moduri; c) semnalul de eroare se obţine prin abaterea mîinii de la poziţia normală de referinţă.

Se face o analiză detaliată a tuturor acestor caracteristici.

Se arată unele aplicaţii posibile ale mîinii automate în unele procese chimice, în automatică şi ca proteză umană.

CZ 681.53

M. CUENOD şi L. PUN: *Cercetarea erorilor unui sistem automat supus la perturbaţii întîmplătoare* (p. 36—42).

Autorii încearcă să răspundă la următoarele întrebări, care se pun adesea în cercetarea experimentală a sistemelor de reglare automată industrială:

1. Presupunînd o distribuţie staţionară de tip Poisson a perturbaţiei, care este lungimea necesară a probei înregistrate a semnalului perturbator, astfel încît densitatea spectrală a probei înregistrate şi funcţia corespunzătoare de autocorelaţie să poată fi considerate ca reprezentînd suficient de bine perturbaţia din care s-a extras proba?

2. Există şi alte cifre practice pentru calificarea semnalului de ieşire, altele decît eroarea medie patratică. În cazul afirmativ, cum trebuie să fie acestea evaluate?

La prima întrebare, autorii apreciază că lungimea trebuie astfel aleasă încît distribuţia să se poată verifica că aparţine familiei Poisson. La a doua întrebare, autorii cred că pe lîngă eroarea medie pătratică trebuie luat în considerare şi aspectul probabilistic al semnalului.

Autorii examinează modul de calcul al erorii medii patratice, atît prin metode spectrale cît şi prin metoda de luare de mostre; în concluzie, se prezintă o formulă simplă pentru caracterizarea variabilităţii mărimii de ieşire, dîndu-se şi un exemplu.

CZ 621—526

K. TOGINO: *Răspunsul dinamic al unui servomotor de c.c. cu excitaţie derivaţie, acţionat de un amplificator cu tiratroni* (p. 94—97).

Se dezvoltă o analiză teoretică a comportării dinamice a unui servomotor alimentat de un redresor cu tiratroni. Se stabilesc formule pentru constanta de timp şi cîştigul ansamblului redresor-motor, de asemenea diverse diagrame care arată variaţia acestor mărimi cu diferiţii parametri ai sistemului. Se dă o diagramă de variaţie a constantei de timp cu unghiul de aprindere al tiratronilor, pentru diferite valori ale următorilor parametri: constanta de timp electrică a indusului, constanta de timp mecanică la axul antrenat, constanta de timp electromecanică a motorului, frecvenţa sursei de alimentare de curent alternativ.

CZ 621—53

J.G. BALCHEN şi E. BLANDHOL: *Asupra determinării experimentale a proprietăţilor statistice ale semnalelor şi perturbaţiilor într-un sistem automat* (p.47—53).

Cînd se aplică metodele statistice la problemele reglării automate, este necesar de obicei să se determine experimental proprietăţile statistice ale diferitelor semnale şi perturbaţii care intervin în sistem; aceasta duce la problema unei estimări statistice, deoarece mediile pe ansamblul infinit sau media în timp nu pot fi efectuate în practică. Este esenţial să se cunoască: a) precizia realistică ce se poate cere din estimaţiile într-o anumită problemă şi b) timpul de luare a mediei sau de integrare necesar pentru a stabili această precizie. Se trec pe scurt în revistă rezultatele generale pentru procese staţionare, ergodice. Se dau curbe normalizate care permit o evaluare rapidă a lungimii necesare a probei, în unele cazuri speciale dar importante.

În partea a doua a lucrării se dă o scurtă descriere a unui calculator analogic construit pentru analize statistice. El permite calcularea funcţiilor de corelaţie, a spectrelor de putere şi a funcţiilor de distribuţie de ordinul întîi.

CZ 621.039.5.001.57

H. RECHBERGER şi H. SEQUENZ: *Simularea unui reactor nuclear printr-un model digital* (p. 54—59).

Comportarea în timp a unui reactor nuclear trebuie ajustată de însuşi reactorul. Pentru acest scop, ca şi pentru scopul de cercetare generală a comportării reactorului, este necesară o reprezentare dinamică (simulare) a reactorului. În mod obişnuit, astfel de simulări se fac prin elemente analogice, deşi reacţiile fizice într-un reactor sînt mai cu seamă de natură digitală (discretă).

Diferite consideraţii tehnice arată că un simulator digital prezintă diverse avantaje. Autorii prezintă un simulator digital al unui reactor nuclear, care lucrează în principal prin procedee de numărare. Lanţul tipic de reacţie al reactorului nuclear este reprezentat statistic; se foloseşte un interval de numere cu şase zecimale. Alte efecte, ca de exemplu efectele temperaturii, se reprezintă prin procedee analogice obişnuite.

Autorii au urmărit realizarea unei construcţii care să prezinte siguranţă în funcţionare, precizie mare şi cheltuială tehnică minimă.

CZ 621—53

T. KITAMORI: *Aplicarea funcţiilor ortogonale la determinarea caracteristicilor dinamice ale proceselor şi la construirea sistemelor de reglare auto-optimalizabile* (p. 82—86).

Posibilitatea măsurării caracteristicilor de transfer ale proceselor industriale şi ale diferitelor tipuri de elemente din construcţia sistemelor automate are o importanţă foarte mare. În articol se prezintă sisteme noi de măsurare a caracteristicilor de transfer. Metodele date pot furniza o funcţie de transfer liniară, care aproximează de aproape caracteristicile de transfer ale elementului măsurat, după criteriul erorii medii patratice minime.

Metoda constă în a face minimă media patratică a diferenţei dintre mărimile de ieşire a elementului măsurat şi a unui generator de funcţie de transfer variabil, ambele avînd la intrare acelaşi semnal; minimalizarea se face prin ajustarea parametrilor variabili din generatorul de funcţie de transfer. Aceasta se poate privi ca o metodă de nul.

Se foloseşte un generator de funcţie de transfer variabilă, de tip ortogonal, parametrii căreia sînt astfel ajustaţi încît să corespundă la coeficienţii dezvoltării în serie a unei funcţii ortogonale.

CZ 621.313.17—523.8

Y. OSHIMA şi I. EGAWA: *Motor cu funcţionare în trepte, de mare viteză* (p. 87—93).

Tendinţa spre digitalizare (funcţionare discretă) a reglării automate reclamă dezvoltarea unor motoare cu funcţionare în trepte, de mare viteză.

Autorii au creat o nouă metodă de acţionare a motorului, care controlează pe cale electronică succesiunea şi momentele excitaţiei fiecărui pol. Principiul acestei metode constă în a acţiona motorul prin excitarea uneia din cele trei faze ale polilor statorici şi de a aduce motorul în repaus prin excitarea în plus a unei alte faze, după trecerea unui interval de timp convenabil, astfel încît să se echilibreze cuplul magnetic; astfel, metoda se bazează pe comutarea de la o excitaţie monofazată la una bifazată.

Autorii au experimentat un model cu 12 poli statorici şi 8 poli rotorici, care este în stare să răspundă la impulsuri de comandă avînd frecvenţa de repetiţie de 400 pe secundă, aplicate instantaneu, iar apoi în stare de rotaţie sincronă să urmărească impulsuri cu o frecvenţă de 1 500 pe secundă

Unele aparate electronice de măsură produse în R.D. Germană

În cele ce urmează vom prezenta cîteva din cele mai noi aparate electronice de măsură produse de industria electronică a R. D. Germane şi anume aparate pentru măsurări R,L,C,Q, tg δ, de semiconductoare şi de izolaţii. Tendinţa în proiectarea şi construcţia acestor aparate este crearea unor instrumente de cercetare la care rezultatele să fie date direct şi care să permită automatizarea măsurării. Aşa de exemplu unghiul de pierderi ale condensatoarelor ceramice poate fi determinat cu un *aparat de măsură cu citire directă tip 1016 şi 1017. Aparatul de măsură a toleranţelor tip 1011* permite sortarea rapidă a rezistenţelor, condensatoarelor şi bobinelor. Citirea exactă şi rapidă este asigurată de o scală etalonată în procente şi împărţită în patru domenii.

Aparatul de măsură a unghiului de pierderi tip 193 serveşte la determinarea unghiului de pierderi ale materialelor solide ale căror componente active comportă 1000 Ω—200 MΩ şi a căror componentă reactivă poate fi reprezentată prin capacităţi de 10—1000 pF respectiv prin inductanţe de 0,5 μH—50 mH. Pot fi măsurate capacităţi de intrare şi rezistenţe de intrare ale aparatelor ca de exemplu la voltmetre electronice. În mod cu totul deosebit se pot măsura, cu toleranţele respective, rezistenţele de rezonanţă ale circuitelor oscilante. Într-un domeniu de $1 \times 10^{-4} - 500 \times 10^{-4}$ pot fi practic cuprinse toate materialele utilizate în tehnica frecvenţelor înalte. Frecvenţa de măsură este de 100 kHz — 10 MHz.

Pentru măsura componentelor active şi reactive ale mărimilor aparente sau ale rezistenţelor aparente, apar două noi punţi de măsură. Aceste punţi lucrează după metoda nulului cu transmiţător diferenţial.

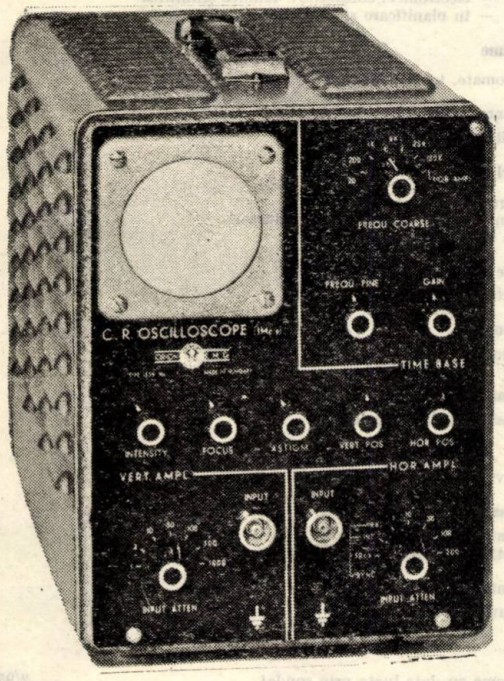
Puntea de măsură a mărimii aparente „SWM2" se poate utiliza pentru măsurarea unor scheme nesimetrice în banda de frecvenţe 0,5—30 MHz (componenta activă 0,1—100 mS la o eroare de ±2—5%, componenta reactivă ±0—35 mS la o eroare de ±2—5%). Puntea „SWM 3" este destinată pentru măsurarea schemelor unipolare puse la pămînt, simetrice cu nul şi nepuse la pămînt în banda de frecvenţe 30 Hz — 1 500 kHz (componenta activă 1 μS — 1 000 mS, componenta reactivă ±1—5%). Pentru ambele punţi se pot lua în consideraţie, în afară de dipoli, cuadripoli activi şi pasivi (filtre, cabluri, linii aeriene, antene etc.).

Aparatul de măsură „LGM1" serveşte la determinarea valorii lui L respectiv C a bobinelor şi condensatoarelor. În legătură cu „1LC 1" mai poate fi apreciat şi unghiul de pierderi ale condensatoarelor. 12 domenii de măsură a capacităţilor pentru capacităţi între 1 p F — 300 F cu o eroare de măsură ±4%. 16 domenii de măsură a inductanţelor pentru inductivităţi între 10 nH—10H, eroare de măsură ±4%. Măsurări tg δ în domeniul tg δ = 0,001—1.

Aparatul de încercat tranzistoare „Transivar 1" tip 1019 este destinat cercetării rapide a diodelor de germanium şi tranzistoarelor, fiind indicat a fi utilizat în special în cercetări, laboratoare, controlul mărfurilor. La diodele de germanium este suficientă o cercetare a regimului de trecere şi închidere, pe cînd la tranzistoare se procedează şi la o măsurare a curentului colectorului şi a amplificării curentului de scurt-circuit în circuitul emiterului. Deşi măsurarea caracteristicii dinamice h'_{21} se bazează pe metoda curentului continuu, exactitatea este totuşi relativ înaltă şi numai în puţine cazuri se ating erorile limită.

Aparatul de încercare a tranzistoarelor „Transivar 2" tip 1020 este destinat tranzistoarelor de putere fiind indicat în special în cercetări, laboratoare ca şi la controlul mărfurilor.

Un aparat deosebit de valoros este *aparatul de măsură de precizie a rezistenţelor tip M R 1.* Acesta serveşte pentru măsurarea rezistenţelor ohmice cu mare precizie şi într-un domeniu foarte larg. Lucrează într-o schemă în puncte cu un amplificator de curent continuu montat în interior şi instrument de ieşire ca indicator de nul. Exploatarea este foarte comodă şi simplă prin indicaţii automate. Domeniul de măsură pentru măsuri de precizie este de $10^{-1} - 10^{-2}$ Ω la o eroare de maximum 0,2%.



Osciloscop de 3" tip 1535

Aparatul este destinat, în special, controlului producţiei şi poate oferi bune rezultate în locurile unde este suficientă o frecvenţă limită de 1 MHz şi un tub catodic mai mic. Primirea favorabilă de care s-a bucurat aparatul se datoreşte construcţiei sale moderne şi execuţiei plăcute.

Exportă:

METRIMPEX

Intreprindere ungară de comerţ exterior pentru produsele industriei de instrumente

Adresa: BUDAPEST 62, CĂSUŢA POŞTALĂ 202, UNGARIA

Adresa telegrafică: INSTRUMENT BUDAPEST

INDEX ALFABETIC PE ANUL 1960

Pag.

Analogie
electrică a instalaţiilor de vid 4/185

Amplificatoare
distribuite 2/ 77

Aparatură
de control centralizat la diagrame de pompare 1/ 11
– electronică pentru studiul descărcărilor de I. F. 1/ 38

Arc electric
de c.a. amorsat artificial 1/ 21

A S I T
Şedinţă lărgită a Consiliului Central 2/ 91

Automatică
enciclopedie sovietică 2/ 96
– şi omenirea Conferinţă la Congresul IFAC 6/241
– tendinţe noi 1/ 1

Automatizare
aplicare radioizotopi 6/281
– cuptoare industriale 1/2, 2/ 49
– folosire calculatoare 3/115
– în industria chimică 6/277
– – – – din R.P.R. 4/143
– – – siderurgică 6/272
– instalaţii fabricare acid azotic 2/ 59
– – de forţă 6/270
– Institutul V. I. Ulianov (Lenin) din Leningrad 6/255
– program în R.P.R. 4/141, 4/142
– reţea de distribuţie de gaz natural 4/156
– tracţiune Diesel-electrică la automotoare „23 August" 4/162

Automotoare
automatizare tracţiune Diesel-electrică 4/162

Calculatoare
analogice, elemente neliniare cu dispozitive numerice 2/71, 4/217
– electronice în traducerile automate 4/264
– în automatizare 3/115

Cibernetică
probleme 4/192

Ciclotron
măsuri magnetice 1/33

Comandă
directă cu contacte şi relee scheme 2/ 94
– electronică la sudare prin cusătură 5/237
– după program, maşini de aşchiat 2/ 95

Condensatoare
vibrante în electrometrie 1/ 28

Contacte
şi relee scheme de comandă directă 2/ 94

Control
centralizat 6/256
– – diagrame de pompare la sonde 1/ 11

Convertizoare
de c.c. cu tranzistoare 4/177

Cuptoare
industriale, automatizare 1/2, 2/ 49

Descărcări electrice
de I. F. studiu cu aparatură electronică 1/ 38

Dispozitive
de control şi măsurare în sisteme pneumatice 6/268
– de formare a impulsurilor 2/ 87
– numerice ca elemente neliniare în calculatoare analogice 2/71, 4/217
– cu semiconductori, realizare şi utilizare în R.P.R. 5/211

Diagrame
de pompare, control centralizat 1/ 11

Defectoscopie
cu ultrasunete, aparat 4/168

Electrometrie
cu condensator vibrant 1/ 28

Electronică
terminologie 3/138

Elemente
neliniare în calculatoare analogice 2/71, 4/217

Evidenţă
folosire maşini de calcul 4/150

Factor de amplificare
în curent la tranzistoare 4/190

Gaze
naturale, distribuţie, automatizare 4/156

Gazoanalizatoare
elaborate în U.R.S.S. 4/ 45

Impulsuri
sub 10^{-7} s formator 2/ 87
– linii de întîrziere şi formare elicoidale 5/222

Industria
chimică din R.P.R. automatizare 4/143
– – utilaje comportare în circuite de automatizare 6/277
– siderurgică, automatizare 6/272

Instalaţii
automate industriale, cu tranzistoare 1/ 15
– de forţă automatizare 6/270
– – vid, analogie electrică, 4/185

Integrator
de măsurat viteza de numărare 5/125

Linii
de întîrziere şi formare, elicoidale 5/222

Maşini de calcul
vezi şi calculatoare
– – – analogice, programare optimă 3/122
– – – electronice 6/262
– – – – analogice şi numerice, comparaţie 5/207
– – – electronice, consfătuire tehnico-ştiinţifică 2/93
– – – în planificare şi evidenţă 4/150

Mecanisme
automate, teoria algebrică 2/ 94

Mecanizare
în R.P.R. program 4/141

Măsurări
magnetice la ciclotron 1/ 33
– pentru dispozitive cu semiconductori 2/109
– cu ultrasunete, aparat 4/168

Modelare
electrică 2/ 95

Osciloscop
biologic 2/ 82

Planificare
folosire maşini de calcul 4/150

Pompe
de vid, scheme echivalente 4/185

Programare
liniară 3/135
– optimă la maşini de calcul analogice 3/122

Radioizotopi
în automatică 6/281

Reglare
sisteme cu date luate prin sondaj 2/95, 4/192
– sisteme tip contactor 5/226
– – – releu 5/226

Regulatoare
automate electronice, tendinţe moderne 2/ 65
– electronice proporţionale-integrale tip IR-120 5/198

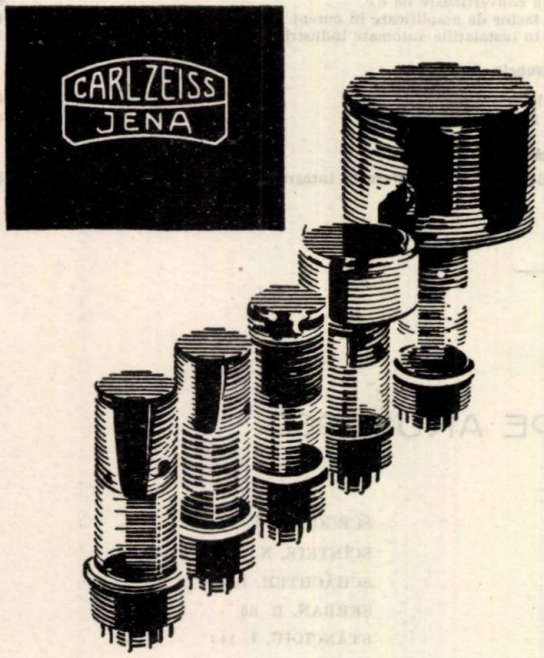
	Pag.
Scheme	
echivalente a pompelor vid	4/185
Selecţie	
obiecte dispersate	5/202
Semiconductoare	
dispozitive, realizare şi utilizare în R.P.R.	5/211
– metode de măsurare	2/109
– în tehnică	3/ 97
Sisteme	
– automate autoadaptive	6/270
– – de optimalizare	6/270
– continue, probleme speciale de matematică	6/247
– discrete	6/254
– – teorie algebrică	6/259
– pneumatice, dispozitive de control şi măsură	6/268
– de reglare digitale şi cu date eşantionate	4/192
– statistice	6/254
Sondaj	
în sisteme de reglare	2/ 95
Sudare	
prin cusătură, comandă electronică	5/237
Teoria	
alegebrică a mecanismelor automate	2/ 94
– – a sistemelor discrete	6/259
– informaţiei	2/ 89
Telemecanica	6/256
Terminologie	
electronică	3/138
Tracţiune	
Diesel-electrică la automotoare, automatizare	4/162
Traduceri	
automate, calculatoare electronice	6/264
Tranzistoare	
în convertizoare de c.c.	4/177
– factor de amplificare în curent	4/190
– în instalaţiile automate industriale	1/ 15
Ultrasunete	
defectoscopie	4/168
– măsurări	4/168
Viteză	
de numărare măsurare cu integrator	3/125

INDEX DE AUTORI PE ANUL 1960

ANDREI, AL. 11
BOROCIN, L. 28
BRÎNZEI, A. 268
CĂLUŞITĂ, M. 15, 65, 226
COSTAKE, N. 162
DAMSKER, D. 162
DECIANU, GH. 272
DRĂGĂNESCU, M. 185, 190
DRAHNY, M. 21
DUMA, M. 256
ENDEŞ, I. 71, 217
FELEA, I. 168
FLEISCHER, R. 162
FLORESCU, I. 71
HĂNGĂNUT, M. 21, 255
HERŞCOVICI, H. 15, 28, 65, 177
IANCULESCU, GH. 44, 59
ILIUŢĂ, C. 71
INDREAŞ, G. 33
IONESCU, G. 138
KORITZER, A. 77
MAIER, E. 156
MĂNESCU, M. 150
MARTALOGU, N. 87
MOLEA, M. 87
NEDELCU, M. 259
NEGREANU, D. 168
NICOLAU, EDM. 109, 150
NICULESCU, CL. 11
OGNEV, A. A. 33
PAPADACHE, I. 2, 49, 115, 288
PENESCU, C. 270
PÎRVU, A. 89, 135
POENARU, D. 125
POPOV, V. M. 122, 247
POPOVICI, C. 264
PRANITCHI, AL. 177
SAPŞA, M. 2, 49
SCEGOLEV, V. A. 33
SCÎNTEIE, N. 87
SCHĂCHTER, L. 177
ŞERBAN, R. 65
STĂNCIOIU, I. 143
ŞTEFĂNESCU, N. 254
STERE, R. 168, 211
STROE, I. 71
SZEKELY, I. 44, 59, 143, 277
ŞARLEA, I. 193
TĂNĂSESCU, T. 97, 150, 207, 250, 281
TOMA, C. 237
TOMA, V. 262
TOTH, T. 38
TRAPEZNIKOV, V. A. 241
TUDOROIU, V. 202
TINTĂ, FL. 222
VRÎNCIANU, R. 82
WEINRICH, G. 162

Pentru industrie, ştiinţă şi cercetare producem receptori de radiaţii de calitate înaltă

Fotoamplificatoare, Fotorezistenţe, Fotocelule, Fotoelemente



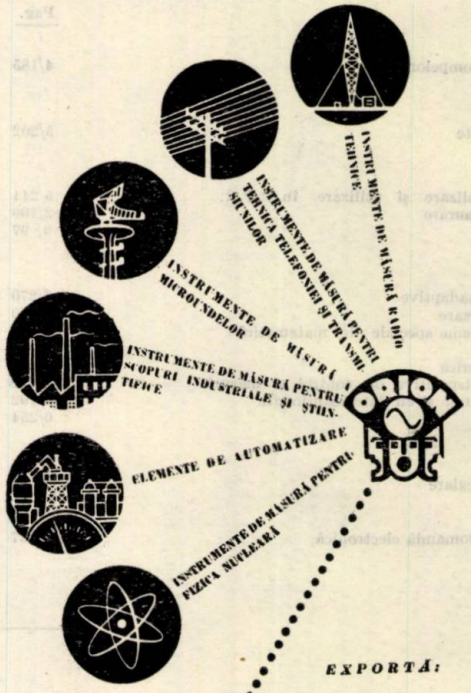
Aceste aparate de precizie au fost utilizate cu succes în domeniile:

Fotometrie
Tehnica măsurării scintilaţiilor
Fizica nucleară
Automatizare
Iluminat şi tehnica luminatului

Oferim cu plăcere şi alte informaţii sub 47/Str.

VEB Carl Zeiss JENA
DEUTSCHE DEMOKRATISCHE REPUBLIK

INSTRUMENTE DE MĂSURĂ ELECTRONICE
pentru toate ramurile ştiinţei şi industriei



EXPORTĂ:

METRIMPEX

INTREPRINDERE UNGARĂ DE COMERŢ EXTERIOR PENTRU PRODUSELE INDUSTRIEI DE INSTRUMENTE

Adresa pentru scrisori: BUDAPESTA, CĂSUŢA POŞTALĂ 202 UNGARIA
Adresa telegrafică: INSTRUMENT BUDAPEST

A apărut volumul VII

din

Lexiconul Tehnic Romîn

— ELABORARE NOUĂ —

Volumul conţine termenii directori care încep cu litera **E — Fir**

Costul unui volum 100 lei

Vă puteţi procura acest volum, ca şi cele anterioare, la librării, difuzorii de cărţi din întreprinderi şi prin „Publicaţiile Tehnice ASIT", Bucureşti, str. Ion Ghica nr. 3, raionul Tudor Vladimirescu, cont 070 124 B.R.P.R. — filiala I. V. Stalin.

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621–52 : 338.062.214 (R)

SCHÖNBERGER, V. :

Задачи, стоящие перед предприятием „Автоматика".

Automatica şi electronica, 5 (1961) № 1, стр. 1—2

ДК 621–526.338.062.214 (R)

SCHÄCHTER, S., VALENT, R. и COSTAKE, N. :

Ассимилирование элементов автоматизирования в РНР — важнейшая задача поднятия технического уровня.

Automatica şi electronica, 5 (1961) № 1 стр. 3—13

ДК 621–533.7 : 621.316.726.078

PENESCU, C. I., IONESCU, V. и CSERVENY, I. :

Проектирование и осуществление чувствительного элемента для автоматических частотных регуляторов.

Automatica şi electronica, 5 (1961) № 1, стр. 13—20

В статье представлен унитарный метод проектирования чувствительных элементов автоматических частотных регуляторов, кроме того представлен математический метод исследования динамического режима чувствительного элемента для дифференциальной схемы с дефазацией. В основе фундаментальной теоремы лежит функция передачи чувствительного элемента наилучшего приближения, необходимая для изучения переходных режимов всей системы автоматического регулирования

ДК 621.34–523.8 : .621.314.7

DAMSKER, D., FLEISCHER, R., и ANASTASIU, S. :

Цепи с транзисторами для статического управления электрическими приводами.

Automatica şi electronica, 5 (1961) № 1, стр. 21—27

Представлена система цепи–блоков с транзисторами статического управления электрическими приводами. Эта система была проверена на практике.

ДК 621–523.8

SARLEA, I. :

Динамические характеристики электронного пропорционально — интегрального регулятора типа И.Р. — 130.

Automatica şi electronica, 5 (1961) № 1, стр. 28—35

Изучаются динамические характеристики регулятора П.И. типа И. Р.–130. Выводится линейное уравнение регулятора и проверяется на практике.

ДЛЯ МОЛОДОГО ИНЖЕНЕРА

ДК 621–53 : 517.94

CEAUSELU, C. :

Опытные методы по определению коэффициентов дифференциальных линейных уравнений некоторых элементов системы автоматического регулирования.

Automatica şi electronica, 5 (1961) № 1 стр. 35—41

РЕЦЕНЗИИ

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621–52 : 338.062.214 (R)

SCHÖNBERGER, V. :

Die Aufgaben des „Automatica-Betriebes"

Automatica şi electronica, 5 (1961) 1, S. 1—2

DK 621–52 : 338.062.214 (R)

SCHÄCHTER, S., VALENT, R., und COSTAKE, N. :

Die Anpassung der Automatisierungsmittel in der Rumänischen Volksrepublik, eine bedeutende Aufgabe zur Erhöhung des technischen Niveaus.

Automatica şi electronica, 5 (1961) 1, S. 3—13

DK 621–533.7 : 621.3–6.726.078

PENESCU, C. I., IONESCU, V. und CSERVENY, I. :

Die Projektierung und die Fertigung eines empfindlichen Elements für automatische Frequenzregler.

Automatica şi electronica, 5 (1951) 1, S. 13—20

Im Aufsatz wird eine einheitliche Projektierungsmethode von empfindlichen Elementen der automatischen Frequenzregler dargelegt, sowie eine mathematische Forschungsmethode der dynamischen Arbeitsbedingungen des empfindlichen Elements mit Phasenschieber im Diferenziallschema .An Hand eines Grundlehrsatzes wird die annähernde Verlegungsfunktion des empfinndlichen Elements bestimmt, die zum Studium der Ubertrangungs-Arbeitsbedingungen des gesamten automatischen Regelungssystems notwendig ist.

DK 621.34–523.8 : 621.314.7

DAMSKER, D., FLEISCHER, R. und ANASTASIU, S.

Halbleiterkreise zur statischen Steuerung der elektrischen Arbeitsvorgänge.

Automatica şi electronica, 5 (1961), 1, S. 21—27

Ein System von Transistoren-Blockstromkreisen zur statischen Steuerung der elektrischen Arbeitsvorgäng wird beschrieben. Im Zusammenhang mit diesem System wurden experimentelle Uberprüfungen durchgeführt.

DK 621–523.8

SARLEA, I. :

Die dynamische Kenndaten des Reglers PI vom Typ IR-130.

Automatica şi electronica, 5 (1961) 1, S. 27—35

Dynamische Kenndaten des Reglers PI vom Typ IR-130. werden studiert. Ferner wird die linearisierte Gleichung des Reglers berechnet und experimentell überprüft.

FÜR DEN JUNGEN INGENIEUR

DK 621–53 : 517.94

CEAUŞELU, C. :

Experimentelle Methoden zur Bestimmung der Koeffizienten linearer Differenziallgleichungen bei einigen Elementen der Selbstreglersysteme.

Automatica şi electronica, 5 (1961) 1, S. 35—41

BUCHBESPRECHUNGEN

SOMMAIRE

CD 621–52 : 338.062.214 (R)

SCHÖNBERGER, V. :

Tâches de l'entreprise „Automatica"

Automatica şi electronica, 5 (1961) no. 1, p. 1—2

CD 621–52 : 338.062.214(R)

SHÄCHTER, S., VALENT, R. et COSTAKE, N. :

Assimilation des élements d'automation dans la R.P.R., une tâche importante pour l'élévation du niveau technique

Automatica şi electronica, 5 (1961) no. 1, p. 3—13

CD 621–533.7 : 621.316.726.078

PENESCU, C. I., IONESCU, V. et CSERVENY, I. :

Etablissement du projet et réalisation d'un élément sensible pour les régulateurs automatiques de fréquence.

Automatica şi electronica, 5 (1961) no. 1, p. 13—20

Les auteurs exposent une méthode unitaire de projection des éléments sensibles des régulateurs automatiques de fréquence. Ils exposent également une méthode mathématique permettant l'examen des régimes dynamiques de l'élément sensible en schéma différentiel à déphaseur. En se basant sur un théorème fondamental, on détermine la fonction de transfert ayant la meilleure approximation de l'élément sensible et nécessaire pour l'étude des régimes transitoires du système de réglage automatique tout entier.

CD 621.34–523.8 ; 621.314.7

DAMSKER, D., FLEISCHER, R. et ANASTASIU, S. :

Circuits à transisteurs pour la commande statique des actionnements éléctriques.

Automatica şi electronica, 5 (1961) no. 1, p. 21—27

On présente un système de circuits-blocs à transisteurs pour la commande statique des actionnements électriques. Le système a été verifié expérimentalement.

CD 621–523.8

ŞARLEA, I. :

Caractéristiques dynamiques du régulateur électronique proportionnel-intégral du type I.R.-130

Automatica şi electronica, 5 (1961) no. 1, p. 28—35

L'auteur étudie les caractéristiques dynamiques du régulateur P. I., type IR-130. Il déduit l'équation linéairisée du régulateur et la vérifie expérimentalement.

POUR LE JEUNE INGENIEUR

CD 621–53 : 517.94

CEAUŞELU C. :

Méthodes expérimentales de détermination des coefficients des équations différentielles linéaires pour certains éléments des systèmes de réglage automatique.

Automatica şi electronica, 5 (1961) no. 1, p. 35—41

COMPTES—RENDUS

CONTENTS

DC 621–52 : 338.062.214 (R)

SCHÖNBERGER, V. :

The tasks of the „Automatica" Enterprise.

Automatica şi electronica, 5 (1961) no. 1, p. 1—2

CD 621–52 : 338.062.214 (R)

SCHÄCHTER, S., VALENT, R. and COSTAKE, N. :

Applying the automation elements in the R.P.R. an important task for rising the technical level.

Automatica şi electronica, 5 (1961) no. 1, p. 3—13

DC 621–533.7 : 621.316.726.078

PENESCU, C. I., IONESCU, V. and CSERVENY, I. :

Design and development of a sensitive element for frequency automatic regulators.

Automatica şi electronica, 5 (1961) no. 1, p. 13—20

This paper presents a unitary method of designing the sensitive elements of frequency automatic regulators. A mathematical method for investigating the dynamic conditions of the sensitive elements within a differential scheme with phase-displacer is also discussed. On the basis of a fundamental theorem, the optimum approximation transfer function of the sensitive element is determined for studying the transitory conditions of the whole automatic control system.

DC 621.34–523.8 : 621.314.7

DAMSKER, D., FLEISCHER, R. and ANASTASIU, S. :

Transistor circuits for static control of electrical drives.

Automatica şi electronica, 5 (1961) no. 1, p. 21—27

A stopped circuit system with transistors for static control of electrical drives is pointed out. This system has been checked experimentally.

DC 621–523.8

ŞARLEA, I. :

The dynamic characteristics of the IR-130 type integral-proportional electronic regulator.

Automatica şi electronica, 5 (1951) no. 1, p. 28—35

The dynamic characteristics of the PI, IR-130 type regulator are being studied. The linearized equation of the regulator is deduced and its accuracy tested.

FOR THE YOUNG ENGINEER

DC 621–53 : 517.94

CEAUŞELU, C. :

Experimental methods of determining the coefficients of linear differential equations concerning several elements of the automatic control systems.

Automatica şi electronica, 5 (1961) no. 1, p. 35—41

BOOKS

MŰSZAKI KÖNYVTÁR ORSZÁGOS 1803

Uzina GRIGORE PREOTEASA

DIN BUCUREȘTI LIVREAZĂ INTERFOANE CU CARACTERISTICILE INDICATE MAI JOS:

Instalația asigură convorbirea între un post central și 10 (20) posturi secundare.

Postul principal poate chema unul, mai multe sau chiar toate posturile secundare simultan prin acționarea cheilor cu buton respective și efectua convorbiri.

Postul secundar poate efectua apel optic și acustic simultan (apelul optic indică postul chemător) iar postul central numai apel acustic.

Sensul de vorbire se schimbă prin apăsarea tastei de convorbire.

Amplificatorul debitează la ieșire o putere de 8 W cu distorsiuni mai mici de 10%.

Instalația are reglaj de volum și corector pentru minim de zgomot de fond.

Alimentarea se face la rețeaua de 120 V sau 220 V, 50 Hz consumînd aproximativ 60 V.A.

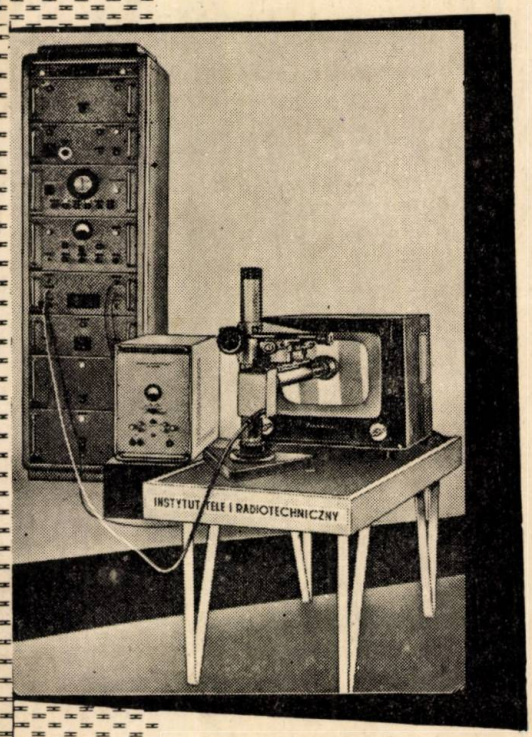
Conectarea postului principal cu posturile secundare se face cu conductori blindați bifilari tip VL mA STAS 1021–56.

Greutatea postului principal este de aproximativ 15 kg, iar a postului secundar aproximativ 1,5 kg.

PENTRU COMENZI A SE ADRESA SERVICIULUI VÎNZĂRI AL

Uzinei GRIGORE PREOTEASA

DIN BUCUREȘTI
CALEA RAHOVEI Nr. 266
Raionul V.I. Lenin ● Tel. 18.24.07



ECHIPAMENT DE MĂSURĂ PENTRU HIPERFRECVENŢE UTILIZAT ÎN TEHNICA IMPULSURILOR, DE PRODUCŢIE POLONEZĂ

Fabricăm echipament de cea mai bună calitate care se distinge prin caracteristicile sale tehnice remarcabile şi precizia de execuţie, asigurînd măsurări foarte precise.

Noi oferim următoarele echipamente:

- **Linii de măsură în benzile de 20 cm** *(L)*, **10 cm** *(S)*, **4,5 cm** *(I)*, **3 cm** *(X)*, **0,8 cm** *(Q)*
- **Cap de detecţie**
- **Generatori de măsură**
- **Alimentări pentru clistroane**
- **Punţi de măsură cu termistor**
- **Modulatori acustici**
- **Circulatori şi izolatori cu ferite**
- **Atenuatori rotativi**
- **Aparate de măsură bazate pe rotaţia Faraday**
- **Defazori şi alte echipamente de măsură.**

Documentaţia tehnică detaliată şi oferte comerciale vă putem trimite la simplă cerere adresată direct la:

Exportator exclusiv:

„Elektrim"

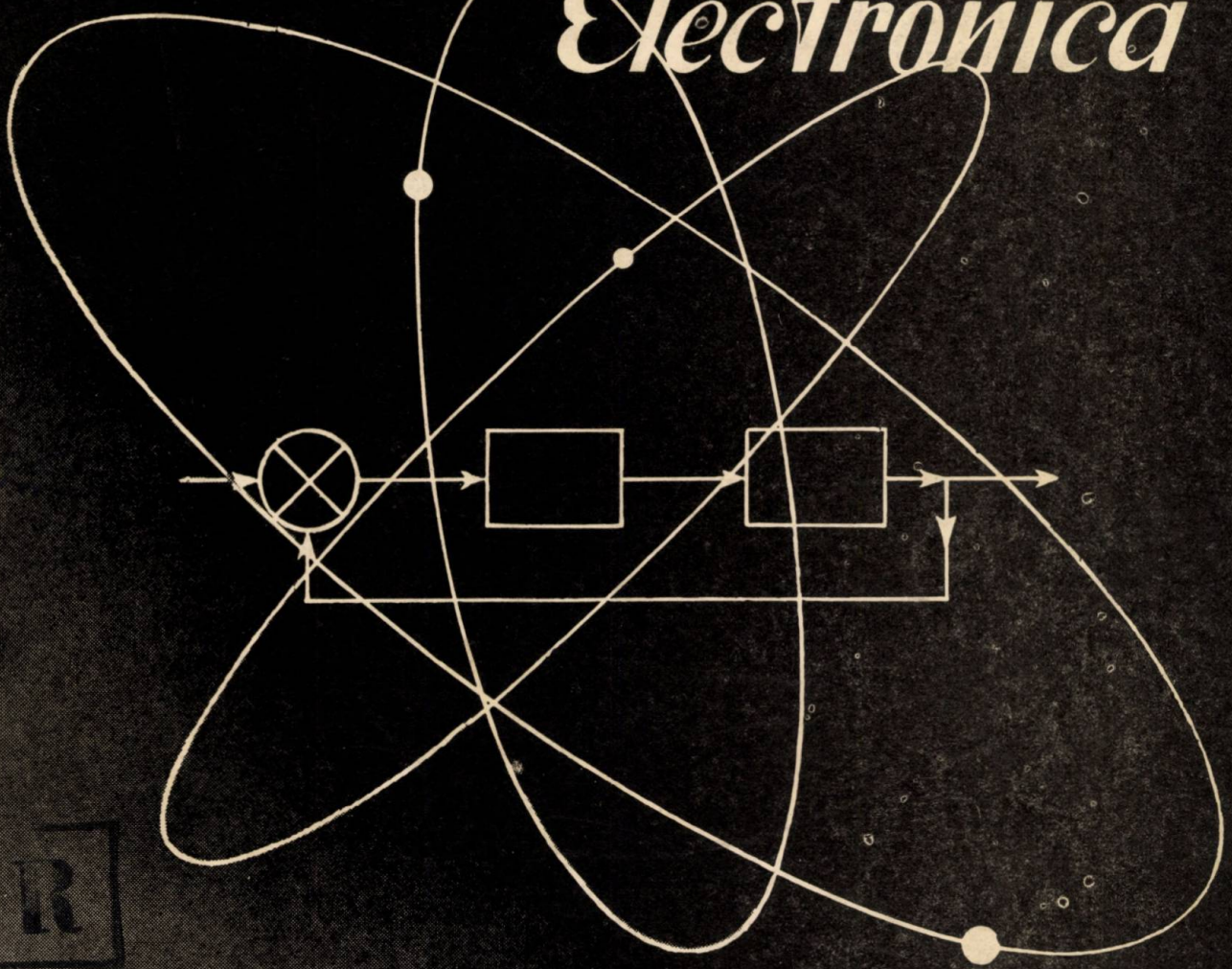
SOCIETATEA POLONEZĂ CU RESPONSABILITATEA LIMITATĂ PENTRU COMERŢUL EXTERIOR DE ECHIPAMENT ELECTROTEHNIC

WARSZAWA 2, CZACKIEGO 15/17 — POLONIA
TELEGRAME: ELEKTRIM — WARSZAWA
TELEFON: 6-62-71 TELEIMPRIMATOR: 10415
CĂSUŢA POŞTALĂ: 254

I. P. 2 c, 4848

LEI 5

Automatica și Electronica



VOL. 5
1961
Nr. 2
MARTIE
APRILIE
P. 49 — 96
BUCUREȘTI

E2,551

Uzina GRIGORE PREOTEASA

DIN BUCUREȘTI LIVREAZĂ INTERFOANE CU CARACTERISTICILE INDICATE MAI JOS:

Instalația asigură convorbirea între un post central și 10 (20) posturi secundare.

Postul principal poate chema unul, mai multe sau chiar toate posturile secundare simultan prin acționarea cheilor cu buton respective și efectua convorbiri.

Postul secundar poate efectua apel optic și acustic simultan (apelul optic indică postul chemător) iar postul central numai apel acustic.

Sensul de vorbire se schimbă prin apăsarea tastei de convorbire.

Amplificatorul debitează la ieșire o putere de 8 W cu distorsiuni mai mici de 10%.

Instalația are reglaj de volum și corector pentru minim de zgomot de fond.

Alimentarea se face la rețeaua de 120 V sau 220 V, 50 Hz consumînd aproximativ 60 V.A.

Conectarea postului principal cu posturile secundare se face cu conductori blindați bifilari tip VL mA STAS 1021–56.

Greutatea postului principal este de aproximativ 15 kg, iar a postului secundar aproximativ 1,5 kg.

PENTRU COMENZI A SE ADRESA SERVICIULUI VÎNZĂRI AL

Uzinei **GRIGORE PREOTEASA** DIN BUCUREȘTI
CALEA RAHOVEI Nr. 266
Raionul V.I. Lenin ● Tel. 16.34.67

E 2551

MŰSZAKI 1933

Automatica și Electronica

Vol. 5 (1961) nr. 2 (martie—aprilie), p. 49—96

CUPRINS

CZ 621-52 :622.342/349 : 622.7

VLAD P., ANDREI D. și POPESCU G. F. :

Elemente de automatizare în mineritul de metale colorate

Automatica și Electronica, 5 (1961) nr. 2, p. 49—57

Se descriu elementele de automatizare folosite de Trustul minier — Baia Mare, în mineritul de metale colorate în subteran și cele din instalațiile de prepararea minereurilor.

CZ 621-52 : 665.5

CONSTANTIN M. și SIMION GH. :

Tendința de automatizare în prelucrarea țițeiului.

Automatica și Electronica, 5 (1961), nr. 2, p. 57—63

Se face o scurtă prezentare a problemelor de automatizare în prelucrarea țițeiului și se arată tendințele de dezvoltare în următorii ani, punîndu-se un accent deosebit pe utilizarea sistemelor verificate de reglare automată și a mașinilor electronice de calcul.

CZ 621-53 : 621.34-523.8

DAMSKER D., WEINRICH G. și LANDAU I. :

Regulator electronic *PID* pentru automatizarea acționărilor electrice.

Automatica și Electronica, 5 (1961), nr. 2, p. 63—72

Se descrie un regulator electronic cu tuburi, avînd comportare PID, realizat de autori la I.C.E.T. Acest regulator este destinat în primul rînd automatizării acționărilor electrice și în special pentru mecanismele mașinilor unelte.

CZ 621.317.72-523.8

MACOVEANU L. :

Voltmetru electrostatic electronic

Automatica și Electronica, 5 (1961) nr. 2, p. 73—77

Se prezintă un tip de voltmetru electrostatic electronic, utilizabil pentru lucrările de depistare și combatere a sarcinilor electrostatice.

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

CZ 621-52 : 531.768.5

VAZACA C. :

Timpul mort în comportarea dinamică a sistemelor automate

Automatica și Electronica, 5 (1961) nr. 2, p. 78—86

Se analizează efectele timpului mort sau a întîrzierii de transport asupra stabilității sistemului automat. Pentru cazul sistemelor liniare și a unui timp mort pur, se arată cum se modifică metodele clasice de proiectare pentru a ține seamă de aceste efecte.

NOTE DE LABORATOR

CZ 550.835

DUMITRESCU S. :

Instalație portabilă de carotaj radioactiv tip *PR*-2

Automatica și Electronica, 5 (1961) nr. 2, p. 87—89

CRONICĂ, p. 90

REFERATE, p. 93

COMITETUL DE REDACȚIE

C. VAZACA (redactor responsabil), ing. P. DEAC, ing. GH. DECIANU, ing. I. PAPADACHE, prof. ing. C. I. PENESCU, ing. M. POPA, ing. S. SOCOL, conf. ing. R. STERE, ing. I. SZEKELY, prof. dr. ing. T. TĂNĂSESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R., conf. ing. L. UZUN.

CONFERINȚA INTERNAȚIONALĂ DE CALCUL ANALOGIC

CZ 681.142 : 061.3

Comitetul iugoslav pentru electronică, telecomunicații, automatică și tehnică nucleară (ETAN) anunță că de la 4 la 9 septembrie 1961 va avea loc la Belgrad a treia conferință internațională de calcul analogic. Această conferință este organizată de Asociația Internațională de Calcul Analogic și de ETAN. Ea va cuprinde patru secții:

1. Probleme teoretice.
2. Aparatura de calcul analogic.
3. Aplicațiile metodelor și dispozitivelor analogice.
4. Legătura dintre tehnicile analogice și digitale (numerice).

Pe lîngă programul științific se va organiza o expoziție a aparaturii și elementelor de calcul analogic, în timpul conferinței, în legătură cu Tîrgul internațional al realizărilor tehnice care se ține în fiecare toamnă la Belgrad.

La conferință pot participa orice persoane interesate, fie individual, fie ca reprezentanți aleși ai unor instituții științifice sau ai unor companii.

Fiecare persoană participantă la conferință este îndreptățită să prezinte o comunicare care trebuie să trateze chestiuni privind calculul analogic sau subiecte legate de acesta.

Toată corespondența privitoare la această conferință se va trimite pe adresa:

Iugoslav Commitee for ETAN Terazije 23/VII, Belgrade,

Yugoslavia

Revista AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA, organ al Asociației Științifice a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Editor: Asociația Științifică a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Redacția și Administrația: București, Str. Ion Ghica Nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon: 14.15.95, 14.06.24. Redacția își rezervă toate drepturile privind lucrările precum și materialul grafic-ilustrativ apărut în revistă, cît și cele privitoare la traducerea în limbi străine. Se admit extrase sau comentarii numai cu indicarea completă a sursei. Revista apare o dată la două luni. Abonamentele se primesc la administrația revistei, la sediile filialelor ASIT din întreaga țară precum și la responsabilii cu presa din cercurile ASIT. Instituțiile și întreprinderile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinete tehnice în contul nostru de virament: Publicațiile Tehnice ASIT 070124 B.R.P.R. Filiala I. V. Stalin. Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual; individual: lei 30 anual. Prețul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea Poligrafică nr. 2, București.

Automatica și Electronica
REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ
ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. V (p. 49—96) Nr. 2, martie-aprilie București, 1961

PETRU VLAD, GABRIEL F. POPESCU și DUMITRU ANDREI *

Elemente de automatizare în mineritul de metale colorate

Din preocupările Trustului minier Baia Mare

CZ 621—52:622.342/349:622.7

Pentru îmbunătățirea continuă a procesului de producție, pentru ridicarea gradului de tehnicitate și în general, al nivelului tehnico-cultural, precum și pentru a ușura munca omului, partidul și guvernul acordă o deosebită importanță mecanizării, electrificării și automatizării în diversele ramuri de activitate industrială.

În minerit, preocupările privind automatizarea diverselor procese de muncă devin din ce în ce mai actuale, avînd în vedere volumul mare de muncă fizică specific acestei industrii. Este de observat însă, în același timp, că introducerea și extinderea automatizării în minerit este legată de o serie de factori caracteristici, printre care un rol însemnat îl au: deplasarea mai mult sau mai puțin continuă a punctelor de lucru atît pe direcția cît și pe înclinarea zăcămîntului, umiditatea, atmosfera prăfuită, spațiul de lucru limitat, condițiile geologice variate etc. Acești factori influențează într-un mod și mai accentuat în minele de minereuri neferoase față de alte exploatări miniere, situație la care se adaugă și faptul bine cunoscut că electrificarea (de care este legată în mod inerent automatizarea) are o rază de aplicabilitate încă restrînsă, în raport cu utilizarea energiei pneumatice.

Cu toate aceste dificultăți și în ciuda greutăților inevitabile începutului, la Trustul minier Baia Mare — importantă unitate industrială de exploatare și preparare a minereurilor neferoase din țara noastră — se duce o muncă susținută pe linia introducerii progresului tehnic, concretizat, între altele, și prin mecanizarea și automatizarea unor procese de muncă. Problema automatizării a constituit în ultimii ani o preocupare mai atentă din partea colectivului de ingineri și tehnicieni ai acestui trust, în special a cadrelor tehnice, concretizîndu-se, pentru început, prin aplicarea cîtorva elemente de automatizare, pe care le putem aprecia drept rezultate inițiale promițătoare.

În articolul de față ne propunem să prezentăm cele cîteva acțiuni ce pot fi considerate ca reprezentînd primele elemente de automatizare la unitățile miniere din regiunea Maramureș.

În general, automatizarea, privită din punct de vedere al funcțiunilor îndeplinite, se referă după cum se știe la: *a*) controlul automat; *b*) comanda automată (locală sau de la distanță); *c*) reglajul automat și *d*) protecția automată — a unor instalații în care are loc un anumit proces. Pornind de la aceste considerații și luînd în vedere cele două sectoare mari de activitate productivă din cadrul Trustului minier Baia Mare (sectorul extractiv cu centrul de greutate în subteran și sectorul de preparare cu centrul de greutate în fabrici speciale), trebuie să arătăm de la început că posibilități mai largi de aplicabilitate ale automatizării se întîlnesc în domeniul preparării minereurilor.

1. Elemente de automatizare în subteran

a) *Automatizarea unei instalații de evacuare a apelor din mină.* Întrucît procesul de evacuare a apelor din mină este realizat prin instalații fixe, la care condițiile de lucru nu variază după specificul minier, iar procesul de lucru se reduce la pornirea, la mersul normal și la

* Ing. P. VLAD, candidat în științe tehnice este directorul Trustului minier Baia Mare; ing. G. F. POPESCU este șeful producției Trustului minier Baia Mare, profesor la catedra de Mașini miniere a Grupului școlar minier din Baia Mare și ing. D. ANDREI este inginer principal electromecanic în cadrul serviciului mecano-energetic al Trustului minier Baia Mare.

oprirea instalației, ciclul precis de operații pretîndu-se așadar destul de bine automatizării, era normal ca primele preocupări de automatizare în subteran să fie îndreptate spre stațiile de pompare.

Automatizarea unei instalații de evacuare exploatări miniere, cu rezultate la fel de mulțumitoare — și ca atare ea va putea fi extinsă și la celelalte mine ale Trustului Baia Mare, unde avem afluențe mari de apă în subteran, și în general la toate stațiile de pompare, cu adaptările specifice fiecărui loc de muncă.

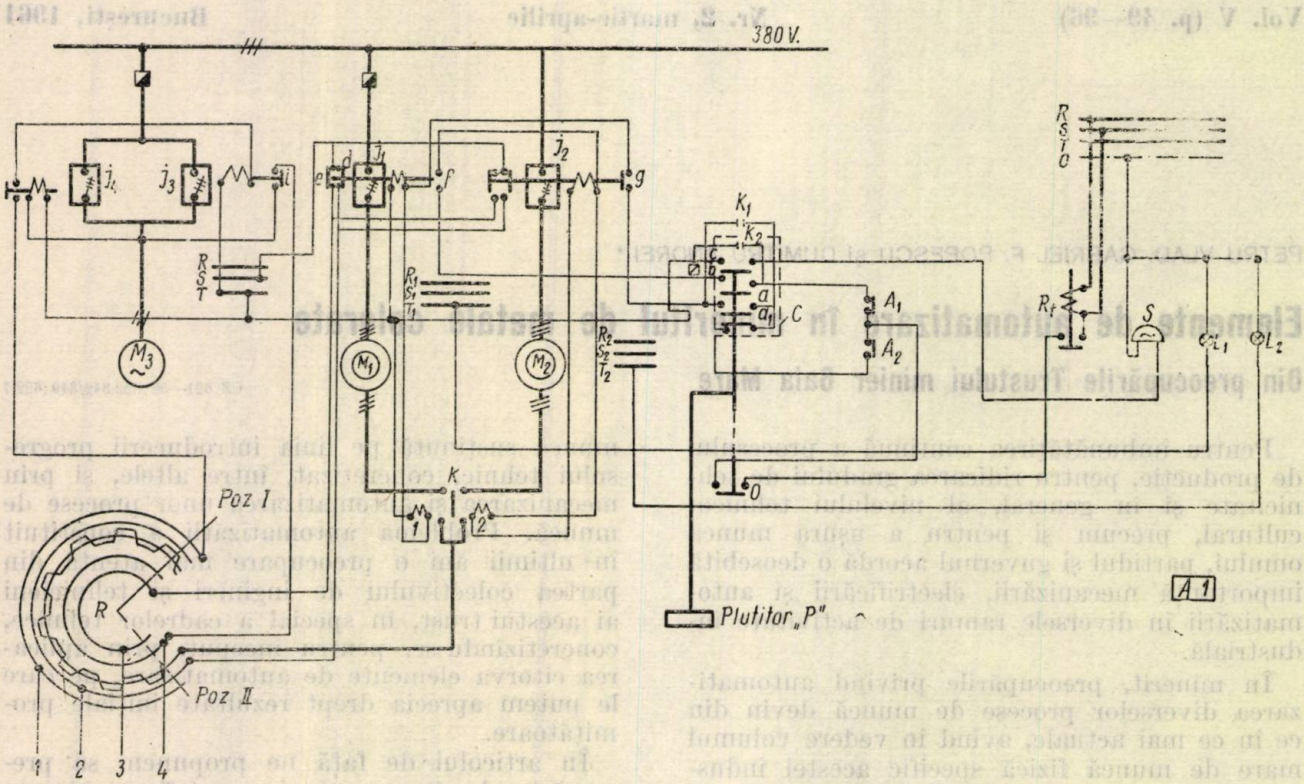


Fig. 1. Schema monofilară a instalației de automatizare a stației de pompare din mina „9 Mai": R_1. S_1. T_1 reprezintă fazele între motorul și întreruptorul pompei nr. *1*; R_2. S_2. T_2 reprezintă fazele între motorul și întreruptorul pompei nr. *2*; nulul se aduce separat izolat la soneria *5*.

implică, în linii generale, că atunci cînd nivelul apei din bazinul de colectare crește peste o anumită limită, pompele să fie puse în funcțiune. Cînd nivelul apei scade la un anumit nivel, pompele trebuie să iasă automat din funcțiune. De asemenea, dacă în timpul funcționării una din pompe se oprește datorită vreunui defect, intră în mod automat în funcțiune pompa de rezervă. O problemă esențială constă în aceea de a se asigura umplerea cu apă a pompei înainte de pornire.

Sistemele de comandă folosite în practică, așa după cum arată literatura de specialitate, sînt foarte variate, în funcție de mărimea și tipul pompei, de sistemul de evacuare a apei etc.

La instalația de evacuare a apei din mina „9 Mai" a exploatării miniere „7 Noiembrie", s-a aplicat sistemul descris în cele ce urmează, pe baza propunerii elaborate de colectivul inginerului Șerbu Teodor. Schema adoptată rezolvă funcționarea automată și totodată sigură a pompelor, ceea ce este foarte important pentru securitatea minei. Această schemă s-a experimentat și la mina „11 iunie" a aceleiași

Procedeul de automatizare constă, principial, în următoarele:

Se stabilesc în bazinul de colectare a apelor două nivele și anume, unul inferior și un altul superior.

Nivelul apei din bazinul de colectare este urmărit de plutitorul P (fig. 1), a cărui tijă poate glisa vertical într-o cutie cu contacte C. Cînd plutitorul a ajuns la nivelul superior, închide contactul a din cutia cu contacte. Primește astfel tensiune bobina întreruptorului J_1, care închizîndu-se, dă tensiune simultan la bobina *1* a contactorului K, realizînd legarea reostatului R pe motorul M_1, precum și la bobina întreruptorului J_3, care închizîndu-se pornește servomotorul M_3 în sensul în care se face scoaterea rezistențelor R din circuitul rotoric al motorului M_1, realizînd astfel pornirea lui M_1 și deci a pompei ce o antrenează.

Timpul de pornire se stabilește în funcție de curentul maxim admis al motorului M_1 și se realizează constructiv printr-un reductor de ture montat între motorul M_3 și axul reostatului R. Cînd rezistența R a fost scoasă complet

din circuitul rotoric al motorului M_1, contactul mobil după inelul *1* al reostatului se întrerupe, comandînd deschiderea întreruptorului J_3 și prin aceasta oprirea servomotorului M_3.

Pornirea fiind făcută, instalația va funcționa pînă cînd apa din bazinul de colectare va scădea la nivelul inferior, și plutitorul P va apăsa pe contactul de oprire O, contact normal închis.

Bobina întreruptorului J_1 nemaiavînd tensiune, întrerupe circuitul de alimentare a motorului M_1 și simultan cu acesta, contactorul K trece pe poziția de mijloc.

Prin deschiderea lui J_1 se închide contactul auxiliar *e*. Maneta reostatului R fiind pe poziția *II*, prin inelele *3* și *4*, primește tensiune întreruptorul J_4, care închizîndu-se comandă pornirea servomotorului M_3 în sens invers, prin inversarea fazelor R și T. Motorașul M_3 va funcționa pînă cînd maneta reostatului va ajunge pe poziția *1*, poziție în care contactul mobil după inelul *3* se întrerupe, bobina întreruptorului J_4 pierde tensiunea și servomotorul se oprește.

În felul acesta rezistența R este introdusă în circuit și astfel pregătită pentru o nouă pornire, atunci cînd apa va crește din nou la nivelul superior.

În ceea ce privește măsurile de siguranță, întrucît orice stație de pompe este prevăzută și cu un agregat de rezervă, schema este realizată pentru acționarea automată și a acestuia, după aceleași principii.

Blocajul electric realizat prin intermediul contactelor auxiliare *f* și *g* nu permite funcțio-

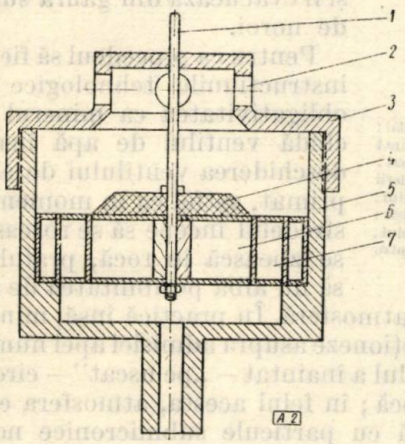


Fig. 2. Supapă de aerisire :

1 — ax glisant ; *2* — orificii pentru aerisire ; *3* — capac ; *4* — supapă de închidere din cauciuc ; *5* — suport ; *6* — plutitor ; *7* — orificii pentru aerisire.

narea simultană a celor două pompe. Același sistem de blocaj este realizat și la întreruptoarele J_3 și J_4, cu scopul de a elimina posibilitatea scurtcircuitării fazelor ce se inversează.

Releul R_t cu temporizare la închidere, are rolul de a proteja motoarele M_1 și M_2 pentru a nu porni în scurtcircuit. Într-adevăr, pornirea în scurtcircuit este posibilă în cazul dispariției tensiunii din rețea, în timp ce una din pompe funcționează, și al revenirii după ce apa a

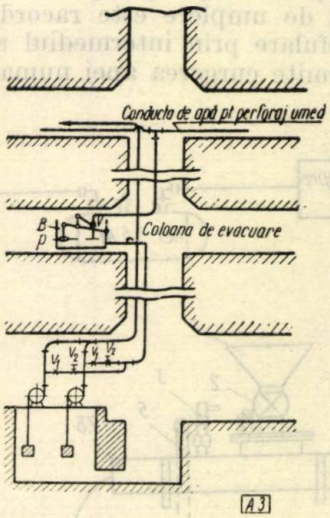


Fig. 3. Umplerea pompelor.

crescut din nou la nivelul de pornire (nivelul superior). În acest caz, rezistența ar rămîne scoasă din circuitul rotoric și motorul ar porni în scurtcircuit. Releul R_t va închide contactele din momentul revenirii tensiunii în rețea, după un timp mai mare sau cel mult egal cu timpul necesar introducerii rezistenței în circuitul rotoric.

Pentru a înlătura posibilitatea pornirii pompei centrifugale cînd este goală, instalația este prevăzută cu o supapă care îndeplinește și funcția de aerisire (fig. 2), supapă montată deasupra pompei prin intermediul unei țevi avînd racorduri la toate celulele pompei.

Modul de funcționare a supapei conform schiței din fig. 1, este următorul : În timp ce pompa este plină cu apă, plutitorul este ridicat, supapa de închidere nu permite ca apa să curgă, iar axul glisant ține contactele (notate în schema electrică cu A_1 pentru pompa *1* și cu A_2 pentru pompa *2*), închise. Cînd una din pompe pierde apa, plutitorul cade deschizînd contactul A_1 și prin aceasta nu permite pornirea pompei atît timp cît este goală.

În timpul umplerii, aerul din pompă se evacuează prin orificiile de aerisire. Cînd umplerea s-a terminat, supapa se închide, închizînd totodată și contactul A_1.

Umplerea pompelor se realizează conform schiței din fig. 3, din rețeaua de apă industrială ; conducta pentru umplere este condusă în bazinul B, situat la orizontul imediat superior stației de pompe. În acest bazin, avînd o capacitate de circa 1 m^3, se află un plutitor p, care prin intermediul unor brațe articulate, acționează ventilul V.

Conform principiului vaselor comunicante, atunci cînd apa din coloana de refulare va scade, plutitorul p urmărind nivelul apei, va deschide ventilul V, permiţînd ca apa să curgă în coloană şi să umple pompele.

Conducta de umplere este racordată la coloana de refulare prin intermediul unui ventil V_1 care permite curgerea apei numai în sensul umplerii pompei. Acest sistem de ventil nu permite ca în timpul funcţionării pompei, apa să fie refulată şi pe conducta de umplere.

Bazinul B este necesar să fie plasat la un nivel ceva mai jos faţă de partea superioară a coloanei de refulare, pentru a realiza în conducta de umplere o presiune hidrostatică mai mică decît înălţimea coloanei de refulare.

Ca instalaţii de semnalizare, schema este prevăzută cu lămpile L_1 pentru pompa *1* şi L_2 pentru pompa *2*. L_1 va fi aprins cît timp funcţionează pompa *1*, iar L_2, cît timp va funcţiona pompa *2*. Acestea permit urmărirea de la distanţă a orelor de funcţionare a pompelor.

Soneria S are rolul de a semnaliza acustic la distanţă în cazul nefuncţionării nici uneia din pompe, deşi nivelul apei a crescut la nivelul superior.

L_1, L_2 şi S se vor monta într-un loc unde există în permanenţă o persoană care să le supravegheze; de pildă, la ghereta paznicului de la gura minei sau în sala maşinii de extracţie.

Automatizarea instalaţiilor de evacuare a apelor din minele „9 Mai" şi „11 Iunie" a condus la economii de energie electrică, la reducerea frecvenţei defecţiunilor şi, în special, la reducerea considerabilă a personalului de deservire.

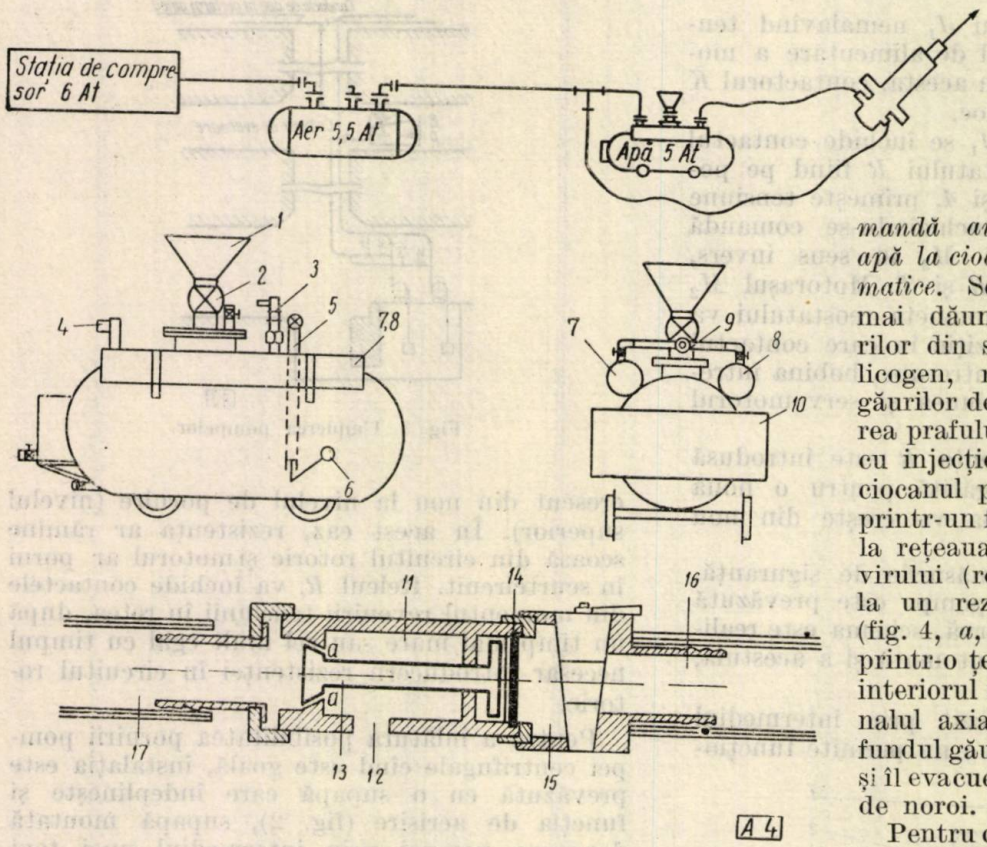


Fig. 4. Instalaţii pentru perforaj:

a — instalaţie pentru perforaj umed; *b* — rezervor pentru apă de perforaj (în lipsă de apă industrială); *c* — dispozitivul de blocare automată a perforatorului: *1* — pîlnie de alimentare cu apă; *2* — robinet pentru alimentarea cazanului cu apă; *3* — robinet de aerisire; *4* — racord la reţeaua de aer comprimat; *5* — racord pentru alimentarea cu apă a perforatorului; *6* — plutitor de siguranţă pentru cazul scăderii apei sub nivelul limită; *7* şi *8* — recipienţi pentru spălarea şi ungerea automată a perforatorului; *9* — racord pentru perforator; *10* — bazin de colectare pentru petrolul spălat şi uleiul folosit; *11* — cilindru; *12* — orificiu pentru intrarea aerului în perforator; *13* — pistonul dispozitivului; *14* — membrană de cauciuc; *15* — orificiul de acces al apei în perforator; *16* — racord la cazan pentru apă; *17* — racord la reţeaua de aer comprimat.

b) *Dispozitiv de comandă automată a injecţiei de apă la ciocanele perforatoare pneumatice.* Se ştie că agentul cel mai dăunător sănătăţii lucrătorilor din subteran este praful silicogen, rezultat din perforarea găurilor de mină. Pentru combaterea prafului, perforajul se execută cu injecţie de apă, în care scop ciocanul perforator este racordat printr-un furtun special de cauciuc la reţeaua de apă industrială a revirului (respectiv sectorului) sau la un rezervor tampon de apă (fig. 4, *a*, *b*). Apa este injectată printr-o ţeavă specială plasată în interiorul maşinii şi apoi prin canalul axial al sfredelului, pînă în fundul găurii, unde captează praful şi îl evacuează din gaură sub formă de noroi.

Pentru ca procedeul să fie eficace, instrucţiunile tehnologice prevăd obligativitatea ca minerul să deschidă ventilul de apă înainte de deschiderea ventilului de aer comprimat, astfel ca în momentul cînd sfredelul începe să se rotească şi să se izbească în rocă, praful format să nu aibă posibilitatea de a se răspîndi în atmosferă. În practică însă, minerii preferă să acţioneze asupra admisiei apei numai după ce sfredelul a înaintat — „pe uscat" — circa 5—10 cm în rocă; în felul acesta, atmosfera este contaminată cu particule submicronice nocive.

Pentru a evita acest neajuns, colectivul Petric Dumitru — Cetăţeanu Iuliu de la întreprinderea de exploatări „Baia Mare" a conceput un dispozitiv de comandă automată a injecţiei de apă la ciocanele perforatoare pneumatice, care printr-un blocaj conceput în mod corespunzător, nu permite funcţionarea maşinii fără ca apa să circule prin perforator şi sfredel (fig. 4, *c*).

Dispozitivul se aplică în locaşul ventilului de deschidere şi închidere a aerului comprimat —

şi constă din : *a*) o cămaşă cilindru, cu orificii de admisie a aerului comprimat; *b*) un mic piston cu dublu efect care reglează prin presiunea apei admisia aerului, concomitent cu injecţia de apă; *c*) o membrană de cauciuc care împiedică intrarea apei în perforator odată cu aerul comprimat, protejînd piesele maşinii de uzură prematură.

Prin acţionarea apei asupra pistonului, se deschid automat orificiile de admisie ale aerului în perforator. În această poziţie a pistonaşului, se asigură şi alimentarea cu apă a perforatorului, pentru realizarea perforajului umed.

În cazul cînd presiunea apei încetează să acţioneze, atunci pistonaşul, prin poziţia sa, închide orificiile de admisie ale aerului comprimat şi perforatorul încetează de a mai funcţiona.

Închiderea şi deschiderea accesului apei se realizează printr-un robinet de trecere.

O soluţionare relativ asemănătoare s-a dat aceleiaşi probleme şi prin propunerea colectivului inginerului Petre I. de la mina Herja.

2. Elemente de automatizare în instalaţiile de prepararea minereurilor

a) *Aparat pentru indicarea continuă a concentraţiei şi debitului de reactivi lichizi.* O condiţie deosebit de importantă în buna desfăşurare a tehnologiei de flotaţie constă în asigurarea menţinerii unui debit constant al reagenţilor lichizi alimentaţi în proces, ca sulfatul de cupru, sulfatul de zinc, cianura de sodiu, xantatul etilic etc. Totodată trebuie să se menţină constantă concentraţia prescrisă a acestora.

În acest scop, la una din instalaţiile de flotaţie a fost construit — şi apoi experimentat la mai multe flotaţii — un aparat pe următorul principiu (fig. 5) : reactivul este introdus în compartimentul *I* al vasului paralelipipedic *1* (construit din tablă de plumb), unde se menţine la nivel constant. Areometrul *3* se va scufunda în funcţie de concentraţia reactivului, capătul superior al acestuia indicînd concentraţia lichidului pe scara *8*, gradată identic cu areometrul.

Din compartimentul *I*, reactivul se revarsă în compartimentul *II* peste peretele despărţitor *2*, în care plutitorul *4* indică, pe scara gradată *10*, nivelul soluţiei din vas (nivelul din compartimentul *II* este indicat şi de tubul de sticlă indicator *5*).

Tija plutitorului *9* închide circuitul electric prin două contactoare *11*, cînd nivelul din vas scade sau creşte peste cel admis şi se aprinde becul *14*, care avertizează astfel personalul care supraveghează dozarea.

Din compartimentul *II*, reagentul curge în celulă prin tubul calibrat *6*.

Scara gradată a debitului pe minut se întocmeşte experimental, prin diverse măsurări ale debitelor la diferite înălţimi ale nivelului reactivului din compartimentul *II*, care curge cu viteza $V = \sqrt{2\,g\,.\,h}$, iar debitul reactivului $Q = MSV$, unde : g este acceleraţia gravităţii;

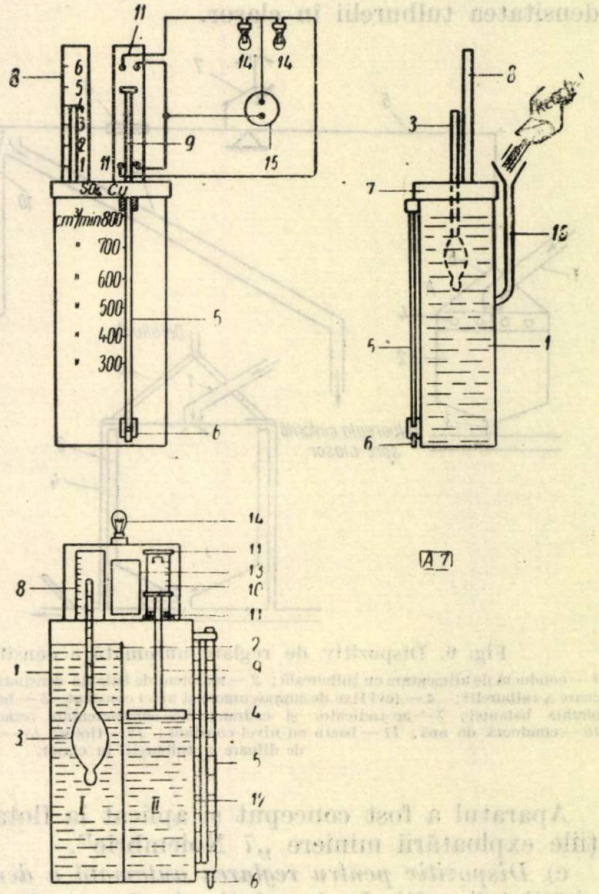


Fig. 5. Aparat pentru indicarea continuă a concentraţiei şi debitului de reactivi dozaţi la celulele de flotaţie : *1* — vas de plumb; *2* — perete despărţitor; *3* — areometru; *4* — plutitor; *5* — tub de sticlă indicator; *6* — tub de sticlă calibrat; *7* — capacul vasului; *8* — scară gradată Bé; *9* — tija plutitorului; *10* — scară gradată pentru nivel; *11* — contacte electrice; *12* — scară gradată pentru debit; *13* — tablou pentru debit în funcţie de concentraţia reactivilor; *14* — becuri; *15* — priză; *16* — pîlnie şi tub pentru reactivi.

M — coeficient de scurgere = 0,64; h — înălţimea lichidului; S — secţiunea de scurgere.

În acest mod au fost reglate aparatele care indică consumul de xantat dozat în celulele de pirită cu un debit de 150—300 cm³/min şi altele de la 400—1 200 cm³/min.

Avantajele principale ale acestui aparat, sînt următoarele :

— concentraţia reagentului este vizibilă de la distanţă mai mare şi în mod continuu;

— debitul de reagent este vizibil în orice moment;

— este posibilă realizarea unei dozări corecte şi mereu cunoscute a reagenţilor, fapt care influenţează extracţia în metale şi calitatea concentratelor;

— semnalizează optic variaţia debitului de reagent lichid alimentat în tulbureală faţă de cel stabilit.

b) *Aparat pentru determinarea automată a densităţii tulburelii.* Aparatul este format dintr-un plutitor prevăzut cu o tijă, care în funcţie de variaţia densităţii tulburelii se ridică sau se adînceşte în aceasta, indicînd pe o scală densitatea tulburelii în clasor.

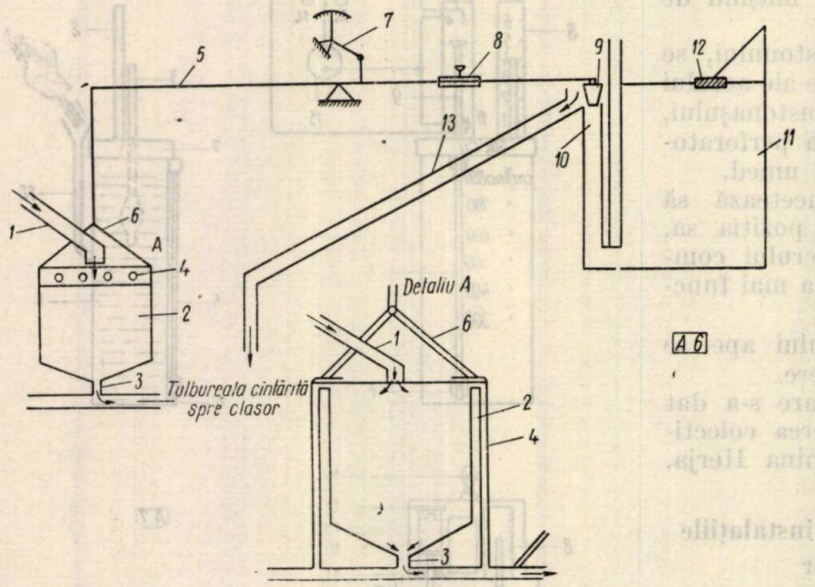


Fig. 6. Dispozitiv de reglare automată a densităţiii tulburelii:
1 — conductă de alimentare cu tulbureală; *2* — recipient de balanţă densimetrică; *3* — conducta de evacuare a tulburelii; *4* — ţevi fixe de suprascurgere şi nivel constant, *5* — braţul balanţei; *6* — tije de a pîrghia balanţei; *7* — ac indicator şi cadran; *8* — contragreutate reglabilă; *9* — obturator conic; *10* — conductă de apă; *11* — bazin cu nivel constant; *12* — flotor; *13* — conductă de scurgere a apei de diluare a tulburelii în clasor.

Aparatul a fost conceput şi aplicat la flotaţiile exploatării miniere „7 Noiembrie".

c) *Dispozitiv pentru reglarea automată a densităţii tulburelii.* La instalaţia de flotaţie Baia Borşa s-a preconizat montarea unui dispozitiv format dintr-o balanţă densimetrică cu alimentare continuă, cuplată cu un cadran indicator şi cu un dispozitiv de adiţie a apei necesare, furnizată de un bazin cu nivel constant.

Construcţia şi principiul de funcţionare sînt următoarele (fig. 6).

Din conducta principală, tulbureala este adusă prin conducta *1* în recipientul *2*, unde este cîntărită continuu. Mişcările recipientului, datorită diferenţelor de greutate, se transmit pîrghiei *5* a acului de pe cadranul gradat *7*, care indică greutatea tulburelii. Capătul pîrghiei *5* activează obturatorul conic *9*, care în cazul cînd greutatea tulburelii este prea mare, lasă să se scurgă apa din bazinul *11* în clasor şi invers. Contragreutatea *8* se plasează exact în punctul unde se echilibrează toate mişcările recipientului de balanţă.

Aparatul este sensibil la o variaţie a densităţii tulburelii de 10 g/l. Pe ecranul cu indicator *6* sînt înregistrate greutăţi volumetrice de la 1 000 g/l la 1 350 g/l.

Dispozitivul a intrat în funcţiune în trim. I al anului 1958.

Avantajele acestui aparat constau în următoarele:

— nu mai este necesară cîntărirea manuală a tulburelii decît la etalonarea balanţei şi la verificări periodice;

— se evită diluarea exagerată a tulburelii la golurile în alimentarea morii;

— se semnalează din timp deficienţele de funcţionare a morii sau lipsa de grijă a manipulanţilor ei faţă de densitatea tulburelii;

— se elimină valurile şi debordările.

Problema reglării automate a densităţii tulburelii a fost rezolvată şi în alt mod (fig. 7) şi anume, construcţia aparatului se bazează pe un receptor ce funcţionează pe principiul presiunii hidrostatice exercitate de tulbureală asupra unei sonde introduse în ea (după propunerea inginerului Ganiţki Sergiu, înregistrată ca invenţie).

Presiunea este direct proporţională cu densitatea tulburelii şi se transmite printr-o pîrghie cu contragreutate la un sistem de vase comunicante conţinînd mercur, astfel încît nivelul mercurului capătă variaţii proporţionale cu densitatea tulburelii. Un mic plutitor cufundat în mercur transmite comenzile la un servomotor care măreşte sau reduce debitul de apă spre clasor, menţinînd constantă den-

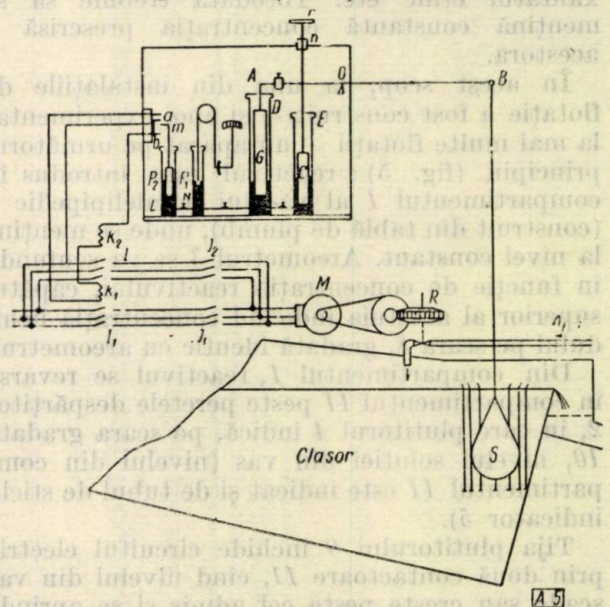


Fig. 7. Schema aparatului pentru reglarea automată a densităţii tulburelii pe principiul sondei hidrostatice.

sitatea tulburelii. Avantajul acestui receptor constă în simplitatea dispozitivului care vine în contact cu tulbureala, insensibil la uzură. Valurile din clasor nu dăunează acestui receptor. Mişcările

pe care le suferă sonda din cauza valurilor se amortizează în vasele comunicante de mercur. Transformarea impulsurilor în comenzi se face de asemenea foarte simplu şi exact, cu ajutorul nivelului mercurului.

Aparatul se montează la o oarecare înălţime deasupra clasorului şi în aşa fel încît sonda S atîrnată la capătul pîrghiei AB să fie cufundată în tulbureala din clasor în apropierea pragului de suprascurgere, la o mică adîncime sub nivelul tulburelii. Sonda are forma de pară şi este confecţionată din cauciuc tare, masă plastică rezistînd la uzură, lemn de esenţă tare etc., fiind prevăzută cu miez de metal, astfel ca greutatea ei specifică medie să fie mai mare decît greutatea specifică a tulburelii din clasor. În felul acesta, sonda va exercita asupra tijei de suspensie o forţă îndreptată în jos şi egală cu diferenţa dintre greutatea sondei şi greutatea volumului de tulbureală dislocuit de sondă:

$$F = V\gamma_s - V\gamma_t,$$

unde:

F este forţa transmisă tijei de suspensie, în kg;
V — volumul sondei, dm³;
γ_s — greutatea specifică a sondei, kg/dm³;
γ_t — greutatea specifică a tulburelii, kg/dm³.

Forţa F variază liniar şi în sens invers cu greutatea specifică a tulburelii. Această forţă se transmite pîrghiei AB în punctul B printr-o tijă subţire şi rezistentă, avînd lungimea potrivită după înălţimea la care se află montat aparatul deasupra clasorului.

Pîrghia AB se sprijină pe un suport fix în punctul O, unde are o articulaţie care îi permite să oscileze asemenea unei balanţe. La celălalt capăt, în punctul A, este atîrnată o contragreutate cilindrică G de bronz sau alamă, introdusă în vasul cilindric D. Acesta este umplut pînă la un mic nivel cu mercur şi comunică la partea de jos prin cîte un tub cu vasele cilindrice E şi H. La rîndul său vasul H comunică printr-un tub cu vasul L. În mercurul din vasul E este introdus un cilindru C, fixat rigid pe o tijă, a cărei parte de sus este filetată şi se înşurubează în piuliţa fixată pe capacul aparatului. La capătul de sus al tijei este fixată o rotiţă r, prin învîrtirea căreia numai cilindrul C poate fi ridicat sau coborît după dorinţă.

Deschizînd ventilele de comunicaţie între vasele cu mercur, se potriveşte înălţimea cilindrului C în aşa fel ca nivelul mercurului în întregul sistem de vase comunicante, acţionînd hidrostatic, asupra greutăţii G, să asigure poziţia orizontală a pîrghiei AB pentru cazul cînd tulbureala în clasor are greutatea specifică prescrisă. După aceasta se închide ventilul de comunicaţie între vasele D şi E.

Orice variaţie a greutăţii specifice a tulburelii din clasor faţă de cea prescrisă va determina o variaţie proporţională a nivelului mercurului în vasele comunicante D, H şi L.

Astfel, de exemplu, dacă greutatea specifică a tulburelii creşte, contragreutatea G se lasă în jos făcînd să se ridice nivelul mercurului în cele trei vase — şi invers.

Plutitorul P_1 din cilindrul H urmează nivelul mercurului şi acţionează asupra unui sistem de pîrghii care mişcă un ac în faţa unui cadran, permiţînd să se citească direct greutatea specifică a tulburelii. În acelaşi timp se înregistrează continuu această greutate specifică pe o bandă cilindrică montată pe un tambur rotit printr-un mecanism de ceasornic.

Plutitorul P_2 din cilindrul L acţionează prin pintenul m asupra contactelor a şi b. Suportul pe care sînt fixate contactele a şi b se poate deplasa pe verticală cu ajutorul unui şurub manevrat manual de afară. Suportul se calează astfel încît atunci cînd greutatea specifică a tulburelii este cea prescrisă, pintenul m al plutitorului să se afle la mijloc, între contactele a şi b fără să cupleze pe nici unul din ele.

Cînd greutatea specifică a tulburelii creşte, pintenul m închide contactul a, făcînd să acţioneze electromagnetul K_1 al unui întreruptor automat. Acesta închide contactul normal deschis I_1 şi astfel cuplează la reţeaua trifazică motorul M, care printr-un reductor cuprinzînd curele trapezoidale şi roţi elicoidale cu şurub fără sfîrşit, începe să deschidă ventilul V, făcînd să crească debitul de apă spre clasor. Invers, cînd greutatea specifică a tulburelii scade, pintenul închide contactul b, făcînd să acţioneze electromagnetul K_2 al unui al doilea întreruptor automat. Acesta închide contactul normal, deschide I_2 şi cuplează motorul M la aceeaşi sursă, însă cu fazele inversate, astfel ca motorul să închidă ventilul V.

Două came fixate pe tija ventilului fac ca atunci cînd ventilul ajunge la poziţiile extreme de închidere şi deschidere să se decupleze întreruptoarele normal închise J_1 şi J_2 şi în acelaşi timp să se declanşeze o sonerie care anunţă pe morar că s-a produs o dereglare anormală a procesului de măcinare.

3. Orientări în viitor în domeniul automatizării unor procese de producţie la minele din Baia Mare

O sarcină de mare însemnătate care revine colectivelor de ingineri şi tehnicieni din minele bazinului Baia Mare, este aceea de a depune o muncă din ce în ce mai sistematică în domeniul automatizăriilor parţiale sau complexe, în scopul creşterii productivităţii muncii în mină şi în instalaţii, precum şi a îmbunătăţirii indicilor cantitativi şi calitativi de extracţie a metalelor din minereuri. Această preocupare apare ca fiind de mare actualitate, în lumina sarcinilor planului de dezvoltare în perspectivă, care prevede ritmuri înalte de creştere a nivelului producţiei.

Astfel, la cele cîteva mine din regiunea Maramureş, la care extracţia va creşte în viitorul apropiat urmează să se studieze şi să se adapteze nu numai circuite mecanizate ci şi parţial automatizate la rampele puţurilor. De altfel, instalaţiile de extracţie se pretează în general bine la automatizare, ea impunîndu-se mai ales cînd capacitatea de extracţie a instalaţiei neautomatizate este apropiată sau inferioară producţiei ce trebuie transportată prin puţ. În legătură cu aceasta apar ca indicate anumite dispozitive de blocaj şi protecţie automate, cum ar fi de pildă dispozitive de limitarea cursei maşinii, a vitezei ş.a.

Instalaţiile de producere ale energiei pneumatice oferă de asemenea posibilităţi de automatizare, ca de exemplu, reglarea debitului de aer comprimat produs în funcţie de presiunea din reţea. La minele mari, cîm sînt Baia Sprie şi Capnic, aceasta va prezenta o însemnătate deosebită.

În ceea ce priveşte instalaţiile de preparare, ele permit o mare dezvoltare a automatizării, pornind de la controlul de la distanţă şi dispecerizare — şi pînă la reglarea automată a unor parametri sau efectuarea automată a unor anumite operaţii. Automatizarea complexă este posibilă şi pe deplin justificată sub aspectul eficienţei economice, mai ales la instalaţiile cu mare capacitate de prelucrare zilnică. Sub acest aspect, flotaţia centrală din Baia Mare va trebui să fie utilată cu o instalaţie modernă bazată pe o largă utilizare a automatizării.

Enunţăm astfel cîteva posibilităţi de automatizare ce trebuie avute în vedere cu acest prilej pornind de la secţia de antezdrobire: dispozitive pentru depistarea şi înlăturarea automată a corpurilor metalice din minereu în fluxul tehnologic de sfărîmare; cîntare pe bandă cu dispozitive de reglare pentru evidenţa tonajului de minereu care — conform specificului tehnologic — se transportă în flux continuu; sînt posibile de luat în considerare chiar mecanisme pentru blocarea, semnalizarea funcţionării şi conducerea centralizată a agregatelor în circuitul de sfărîmare şi transport.

Colectarea probelor din minereu şi tulbureală este o operaţie ce trebuie realizată în mod automat. În alte ţări se aplică cu bune rezultate ungerea centralizată a utilajelor, în legătură cu sisteme automate de control al bunei funcţionări a agregatelor în general, cum ar fi sistemele automate pentru controlul ungerii lagărelor, controlul încălzirii diferitelor părţi ale instalaţiei etc.

Tot din experienţa ţărilor prietene, cunoaştem cazuri de aplicare cu succes a unor scheme şi dispozitive pentru automatizarea funcţionării agregatelor de măcinare, respectiv pentru menţinerea constantă a tonajului de minereu alimentat în mori, precum şi pentru reglarea alimentării în funcţie de sarcina de circulaţie. În acest scop se folosesc metode acustice sau electrometrice. Soluţii bune din punct de vedere tehnic s-au dat în U.R.S.S. controlului şi reglării automate a densităţii tulburelii prin metoda piezometrică sau prin folosirea izotopilor radioactivi.

În procesul de flotare este necesară şi posibilă automatizarea controlului alcalinităţii tulburelii, a dozării reactivilor, a controlului nivelului tulburelii în bazine şi agitatoare etc.

La recenta consfătuire a secţiei de preparare a minereurilor neferoase a Comisiei permanente C.A.E.R. pentru metalurgia neferoasă, în problema mecanizării şi automatizării proceselor de preparare, care a avut loc în septembrie 1959 la Leningrad — şi la a cărei expoziţie a participat şi ţara noastră cu diverse exponate trimise şi de Trustul minier Baia Mare — s-au subliniat şi o serie de alte posibilităţi de automatizare în uzinele de prepararea minereurilor. Spre exemplu, pentru dirijarea uzinelor de preparare se prevăd puncte de comandă, centrale şi pe secţii, utilate cu diverse aparate de control şi măsură, indicatoare şi registratoare ale funcţionării mecanismelor, instalaţii de telecomunicaţii şi chiar instalaţii de televiziune industrială. O largă răspîndire poate căpăta utilizarea aparaturii electronice, cu semiconductoare, folosirea ultrasunetului, a titrării automate, a polarografiei, a izotopilor radioactivi şi a tehnicii calculatorii.

Experienţa acumulată în U.R.S.S. în mecanizarea şi automatizarea parţială şi complexă a uzinelor de preparare a minereurilor, precum şi calculele efectuate de specialiştii din C.S.R., conduc la concluzia că prin mecanizarea şi automatizarea proceselor de producţie se realizează o creştere a extracţiei de metale în concentrate cu circa 1—3%, concomitent cu îmbunătăţirea calităţii acestora, creşterea cu 5—10% a productivităţii utilajelor şi cu 30—50% a productivităţii muncii, precum şi reducerea cu circa 30% a preţului de cost pe tona de minereu prelucrat. Cheltuielile reclamate de automatizarea procesului tehnologic se amortizează în curs de 2—3 ani.

De aceea, la elaborarea cît şi la avizarea proiectelor pentru Flotaţia centrală din Baia Mare, precum şi pentru Complexul de preparare a minereurilor de la Baia Borşa, se va ţine seama de larga experienţă a ţărilor prietene în domeniul automatizării cît şi de recomandările consfătuirii C.A.E.R., amintite anterior.

Totodată, considerăm că este necesar — aşa cum s-a susţinut şi în materialele primei Conferinţe a inginerilor şi tehnicienilor minieri (Bucureşti, 20—23 ianuarie 1960) — ca în scopul unei juste orientări a muncii de introducere pe scară cît mai mare a automatizărilor în mineritul din ţara noastră, să se formeze cadre

tehnice specializate în problemele automatizărilor minere.

BIBLIOGRAFIE

[1] ANTON P.: *Automatizarea în industria minieră.* Rev. Minelor, nr. 11 (noiembrie), 1958.

[2] ONCIU Z.: *Automatizarea în industria minieră.* Rev. Automatica şi electronica, nr. 1 (ianuarie-februarie), 1959.

[3] LĂZĂRESCU I.: *Automatizarea operaţiilor din instalaţiile de prepararea minereurilor.* Rev. Minelor, nr. 6 (iunie), 1958.

[4] BUZATU C.: *Automatizarea în minerit.* Rev. Minelor, nr. 9 (septembrie), 1959.

[5] VLAD P.: *Realizări în domeniul preparării minereurilor neferoase şi căile de dezvoltare viitoare în bazinul Baia Mare.* Rev. Minelor, nr. 9 (septembrie), 1959.

[6] POPESCU G.: *Îmbunătăţirea funcţionării utilajelor şi elemente de automatizare la flotaţiile din bazinul Baia Mare.* Tehnica Nouă, nr. 255 (aprilie), 1960.

[7] VLAD P.: *Despre consfătuirea secţiei de preparare a minereurilor neferoase a Comisiei permanente C.A.E.R. pentru metalurgia neferoasă în problema mecanizării şi automatizării proceselor de preparare.* Rev. Minelor, nr. 2 (februarie), 1960.

[8] GANIŢKI S.: *Memoriu tehnic la propunerea privind aparatul pentru reglarea automată a densităţii tulburelii la flotaţie* (21 pag. şi 9 fig.), Baia Mare, octombrie, 1957.

MIHAI CONSTANTIN şi GHEORGHE SIMION*

Tendinţe de automatizare în prelucrarea ţiţeiului

CZ 621—52: 665.5

Directivele Congresului al III-lea al P.M.R. prevăd ca sarcină principală pentru anii 1960—1965 creşterea rezervelor de ţiţei, punînd un accent deosebit pe îmbunătăţirea calităţii produselor petrolifere.

Recenta Hotărîre a Comitetului Central al P.M.R. şi a Consiliului de Miniştri al R.P.R., cu privire la ridicarea nivelului tehnic al producţiei, indică principalele căi de introducere în producţie a tehnicii noi şi anume:

— mecanizarea şi automatizarea producţiei, a lucrărilor grele şi cu volum mare de muncă, în special în sectoarele unde se poate obţine cea mai mare eficienţă economică;

— introducerea de maşini, utilaje şi instalaţii de un nivel tehnic ridicat;

— introducerea de procese tehnologice noi;

— valorificarea superioară a produselor obţinute.

Un rol hotărîtor în sporirea producţiei îl are productivitatea muncii. De aceea, îmbunătăţirea condiţiilor de muncă, creşterea necontenită a productivităţii muncii şi legat de aceasta, reducerea preţului de cost al produselor, impun trecerea la o etapă calitativ superioară de organizare a producţiei, la mecanizarea şi automatizarea completă în toate ramurile economiei naţionale.

Dăm mai jos cîteva exemple, care confirmă pe deplin justeţea acestor afirmaţii:

1. La rafinăria din Moscova, în urma introducerii automatizării complexe şi a îmbunătăţirii proceselor tehnologice s-au obţinut următoarele rezultate:

— capacitatea de prelucrare a rafinăriei a crescut în 1958 faţă de 1952 de 2,62 ori;

— producţia pe cap de muncitor a crescut în acest interval de 2,47 ori;

2. O importanţă deosebită o are faptul că investiţiile pentru instalaţiile de automatizare se recuperează într-un timp foarte scurt, de ordinul a maximum 1—2 ani, tocmai datorită creşterii substanţiale a productivităţii muncii.

Aşa de exemplu:

— un automat care indică variaţiile de temperatură în 500 puncte diferite, a fost recuperat în 72 ore de funcţionare [6];

— un aparat analizator cu raze infraroşii, folosit pentru analiza la vîrful unei coloane de butan, a fost recuperat în 6 luni, datorită îmbunătăţirii calităţii produsului [10].

Perspective cu privire la dezvoltarea automatizării în prelucrarea ţiţeiului

Automatizarea producţiei a apărut ca o necesitate în urma dezvoltării progresului tehnic şi al perfecţionării tehnologiei de prelucrare.

La început se foloseau numai aparate locale pentru diferite indicaţii sau înregistrări şi mai tîrziu pentru reglări de parametri individuali, aparate care se montau direct pe utilajul tehnologic sau în imediata apropiere a acestuia.

Dezvoltarea mai departe a proceselor tehnologice a atras după sine şi dezvoltarea tehnicii măsurătorii şi reglajului. În felul acesta a apărut necesitatea centralizării controlului şi comenzilor parametrilor individuali într-un punct central, denumit punct sau casă de control a instalaţiei.

Astăzi, pentru procesele de prelucrare moderne, se cere introducerea unor sisteme de reglare automată, care să asigure stabilitatea procesului, acţionînd asupra unui număr de parametri principali, suficienţi pentru conducerea procesului tehnologic, după calitatea produselor finite.

* M. CONSTANTIN şi GH. SIMION sînt ingineri la Întreprinderea industrială de stat „Automatica"

Întrucît problema extinderii automatizării a devenit problema de bază a creşterii nivelului tehnic, iar noţiuni ca „automatizarea parţială", „automatizarea complexă" şi „automatizarea totală" au început să apară frecvent în practica de exploatare, este necesară o precizare a conţinutului acestor noţiuni în rafinării.

Automatizarea parţială constă în automatizarea unor parametri individuali, care de obicei dau numai indicaţii cantitative asupra materiei prime şi a produselor finite.

Sînt cazuri cînd o instalaţie este dotată cu un număr suficient de mijloace de control şi automatizare şi, cu toate acestea, o parte din operaţiile de bază şi auxiliare nu sînt supuse automatizării. Aşa de exemplu, operaţiile de primire — predare a materiei prime şi produselor finite, analizele de laborator şi alte operaţii importante, se fac manual.

Ca exemple de operaţii automatizate pot sluji operaţiile de reglare a presiunii pe coloane, reglarea debitelor de alimentare la cuptoare, reglarea nivelului coloanelor, reglarea temperaturii la vîrful coloanelor etc. În aceste cazuri, controlul calităţii se face cu ajutorul analizelor de laborator. Dacă rezultatul analizei arată că produsul este necorespunzător, operatorul, bazat numai pe propria sa experienţă, acţionează manual asupra parametrului corespunzător, fixînd aparatului regulator o nouă sarcină, fără a avea însă imediat rezultatele survenite în urma corectării regimului instalaţiei. Aceste rezultate devin evidente abia după o nouă analiză de laborator, adică după cîteva ore de funcţionare a instalaţiei, într-un regim necorespunzător.

În afară de neajunsurile privind lipsa controlului de calitate asupra producţiei prin menţinerea automatizării la stadiul de automatizare parţială, se utilizează încă un personal de deservire destul de numeros, pentru operaţiile de manipulare şi transport, precum şi în laboratoarele tehnologice.

Automatizarea complexă. Spre deosebire de automatizarea parţială, automatizarea complexă presupune automatizarea şi telemecanizarea întregului complex de operaţii din cadrul unui proces tehnologic.

De remarcat este faptul că la acest stadiu de automatizare, operatorul nu mai efectuează nici un fel de muncă fizică (închideri şi deschideri de ventile etc.), activitatea lui rezumîndu-se numai la controlul şi comanda procesului tehnologic de la tabloul sau pupitrul de comandă. Această fază presupune o largă utilizare a telecomenzilor, pentru acţionarea de la pupitrul de comandă a tuturor ventilelor şi agregatelor, prin intermediul unor butoane.

Caracteristic pentru această fază este utilizarea analizatoarelor automate pentru determinarea calităţii produselor. De asemenea, folosirea metodelor de reglare în cascadă face parte integrantă din complexul de automatizare, aplicîndu-se pentru controlul şi comanda automată a unor operaţii interdependente, cum ar fi, de exemplu, reglarea debitului de alimentare a unei coloane cu corescţie după nivelul din coloană, reglarea temperaturii materiei prime la ieşirea din cuptor etc.

Automatizarea complexă presupune de asemenea, existenţa unui sistem de semnalizări şi interblocări, care să asigure securitatea desfăşurării procesului în condiţii optime.

Automatizarea totală. Este o formă superioară a automatizării complexe, în care conducerea procesului tehnologic în întregime este efectuată de o maşină electronică de control centralizat, care asigură optimizarea procesului.

În această etapă, operatorul nu mai exercită funcţia de conducător al procesului, ci aceea de dispecer, adică de observator al stării utilajelor şi a aparatelor de automatizare şi control. Operaţiile de oprire şi punere în funcţiunea instalaţiilor continuă să fie efectuate de către operatori.

Cel mai înalt stadiu de automatizare în prelucrarea ţiţeiului îl constituie trecerea de la automatizarea complexă sau totală a unei instalaţii la automatizarea unui grup de instalaţii, inclusiv instalaţiile auxiliare ca : parcurile de rezervoare, reţelele de instalaţii energetice (abur, apă, energie electrică) şi altele.

Această automatizare este automatizarea viitorului şi prin ea se va ajunge la o creştere considerabilă a productivităţii muncii, la eliberarea unui însemnat număr de personal pentru deservirea instalaţiilor energetice auxiliare, care în stadiul actual al dezvoltării automatizării în industria noastră prelucrătoare este foarte numeros.

Automatizarea proceselor de prelucrare a ţiţeiului în ţara noastră se dezvoltă pe două direcţii principale, şi anume :

— extinderea automatizării asupra instalaţiilor existente ;

— automatizarea instalaţiilor noi.

Pentru ca instalaţiile existente să poată fi supuse automatizărilor complexe, acestea trebuie să îndeplinească anumite condiţii, legate de continuitatea procesului, de eficienţa economică obţinută în urma automatizării unui proces învechit şi fără perspectivă etc.

Este necesar ca instalaţiile noi care se proiectează sau se dau în exploatare să fie utilate cu mijloacele de automatizare cele mai avansate, ţinînd cont de nivelul tehnic mondial. Legat de aceasta se impun următoarele direcţii de dezvoltare şi perfecţionare a elementelor de automatizare şi control, care să poată asigura condiţiile de calitate impuse produselor petrolifere.

1. Asimilarea sistemelor de reglare unificate pneumatic şi electronic. Aceste sisteme au marele avan-

taj că sînt constituite dintr-o serie de blocuri şi aparate standard, din combinaţia cărora se pot realiza diferite scheme de reglare automată.

Cele mai importante elemente din cadrul sistemului unificat pneumatic, care se vor asimila în R.P.R. în următorii 1—2 ani sînt următoarele: traductori unificaţi de temperatură, presiune şi presiune diferenţială, regulatori, înregistratori, elemente de calcul algebric, ventile pneumatice (cu tijă, cu strangulare, cu fluture şi cu cep).

2. Asimilarea şi punerea în fabricaţie a aparatelor, pentru determinarea automată a calităţii produselor.

3. Centralizarea şi dispecerizarea controlului, utilizînd pupitre şi panouri de comandă standardizate, aparate de tip mic, scheme mnemotehnice.

4. Asimilarea şi utilizarea maşinilor electronice de calcul, pentru controlul agregatelor şi al maşinilor, pentru controlul centralizat al producţiei.

5. Utilizarea sistemelor de telecomandă, pentru pornirea-oprirea agregatelor, închiderea-deschiderea ventilelor etc.

6. Folosirea substanţelor radioactive în construcţia de elemente de automatizare.

Nivelul actual al automatizării în rafinăriile noastre poate fi socotit ca nivel de automatizare parţială, ceea ce necesită folosirea unui număr prea mare de aparate de control şi reglare, care nu sînt legate într-un sistem de automatizare unic. Excepţie fac unităţile noi construite la Oneşti şi Brazi, care sînt înzestrate cu elemente de automatizare moderne, utilizînd sistemul de reglare unificat pneumatic.

În felul acesta, diferite operaţii din cadrul procesului tehnologic şi în special reţelele de producţie şi consum de materii auxiliare energetice ca: abur, aer, apă, energie electrică, gaze, ca şi parcurile de rezervoare şi casele de pompe sînt în întregime manuale. Rămîne totuşi ca o preocupare pentru automatişti îmbunătăţirea necontenită a sistemelor de automatizare în rafinării, pînă la nivelul celor mai valoroase rezultate obţinute pe plan mondial.

Rezultate remarcabile s-au obţinut în urma automatizării complexe a rafinăriei din Liuberţî de lîngă Moscova [8].

Astfel, întreaga rafinărie este comandată de la un punct central de dispecer, în care se află un panou control, cu o lăţime de 31,4 m pe care sînt amplasate toate elementele de control centralizat, comandă şi semnalizare. Panoul central este împărţit în 3 sectoare:

— prima parte a panoului deserveşte o secţie din 9 instalaţii tehnologice;

— a doua parte — pentru parcurile de rezervoare şi manipulaţie;

— a treia parte — pentru comanda instalaţiilor energetice.

Punctul dispecer — central este deservit de 3 operatori principali şi 20 operatori de schimb, pentru supravegherea funcţionării normale a

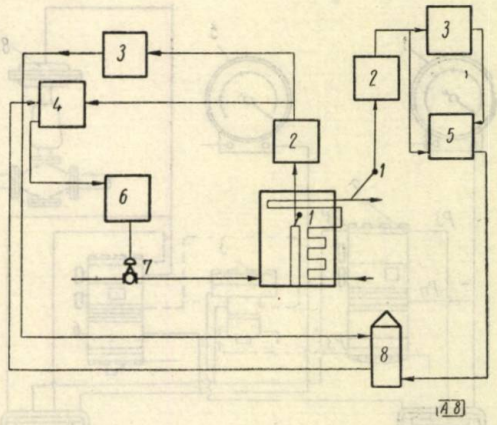


Fig. 1. Schema de reglare în cascadă a temperaturii la ieşirea din cuptor:

1 — termocuplu; *2* — dispozitiv de adaptare; *3* — aparate indicatoare; *4, 5* — blocuri de reglare; *6, 7* — element de execuţie compus din: bloc amplificator şi ventil de reglare; *8* — bloc de însumare.

cuptoarelor, pompelor şi utilajelor etc., în loc de 60 operatori cîţi au fost înainte de introducerea automatizării.

Din cele 210 regulatoare cu care este utilată secţia tehnologică, formată din 9 instalaţii, peste 75% sînt montate pe panoul central, majoritatea schemelor fiind construite după principiul reglării în cascadă.

Astfel, schema reglării în cascadă a temperaturii la ieşirea din cuptorul instalaţiei de cracare (fig. 1) a fost experimentată şi a dat rezultate mulţumitoare.

Temperatura materiei prime la ieşirea din cuptor variază în funcţie de temperatura de la intrare, de cantitatea de materie primă şi de temperatura la prag.

Dacă alimentarea cuptorului se menţine constantă, rezultă că temperatura materiei prime la ieşirea din cuptor va depinde numai de temperatura de la intrare şi de temperatura de la prag.

Ieşirile din cele 2 aparate indicatoare *3* merg la blocul de însumare *8* astfel: cel de la prag direct, iar cel de la ieşire prin blocul de reglare *5*. Blocul *8* face însumarea algebrică a celor 2 impulsuri şi trimite comandă la blocul de reglare de la prag *4* care acţionează asupra elementului de execuţie (*6* şi *7*) montat pe linia de combustibil.

Schema de reglare în cascadă este astfel construită încît regulatorul de temperatură, care menţine constantă temperatura de la ieşire, trimite un impuls de corecţie regulatorului de temperatură de la prag, modificînd valoarea acestuia astfel încît temperatura de la ieşire să fie constantă. Variaţiile de temperatură din cuptor, care se produc datorită variaţiilor

puterii calorice şi a presiunii combustibilului, sînt preluate şi uniformizate de regulatorul de temperatură de la prag.

O astfel de reglare nu este posibilă cu ajutorul aparatelor şi schemelor de reglare

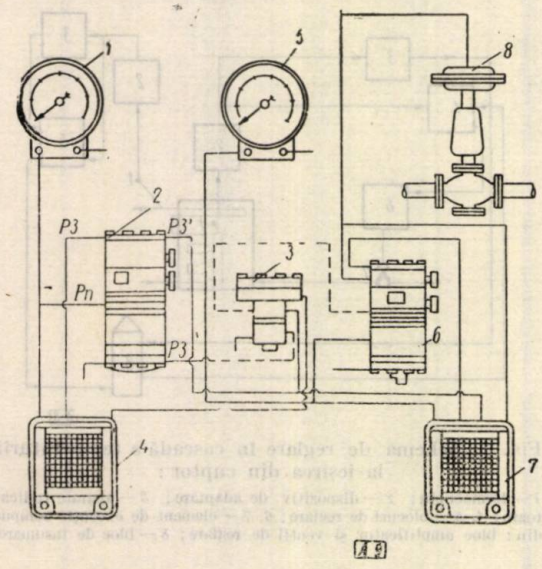


Fig. 2. Schema de reglare a debitului de alimentare la o coloană cu corecţie de nivel :
1 şi *5* — aparat impulsator; *4* şi *7* — aparat secundar; *2* — bloc regulator 5 RB—9 A; *3* — releu comutator; *6* — bloc regulator; *8* — ventil regulator.

obişnuite, datorită inerţiei şi vitezelor de răspuns scăzute ale aparatelor.

Alt exemplu de schemă de reglare în cascadă este reglarea debitului de alimentare la o coloană de distilare cu corecţie în funcţie de nivelul din coloană. O coloană de distilare funcţionează în regim normal, dacă are alimentarea şi nivelul la fund constant. Nivelul este în funcţie de debitul de alimentare a coloanei şi compoziţia materiei prime.

Pe de altă parte, nivelul este necesar să fie constant pentru a asigura funcţionarea normală a pompei care trage produsul de fund.

Am arătat mai sus că sistemul de reglare unificat pneumatic are avantajul că este elaborat pe baza unor blocuri şi aparate standard prin a căror combinaţie în diferite feluri se pot obţine cele mai variate scheme de reglare automată în cascadă.

Un exemplu tipic este cel arătat în fig. 2, care este utilizat pentru îmbunătăţirea procesului de reglare la obiectele cu capacitate mare, în care principalele forme de perturbaţii sînt acelea care influenţează asupra calităţii mediului care intră sau iese din obiectul de reglat.

S-a pus problema alegerii schemei pentru reglarea nivelului de lichid în două coloane de fracţionare, care să îndeplinească următoarele condiţii impuse de procesul tehnologic :

— reglarea nivelului să se facă automat, între limitele de minimum 20% şi maximum 80% din scala aparatelor secundare;

— asigurarea stabilităţii maxime a debitului de alimentare a coloanelor.

În aceste condiţii, s-a studiat procesul tehnologic şi s-a tras concluzia că perturbaţiile în sistem pot proveni din cauza variaţiilor de presiune pe coloane, a variaţiilor de presiune la aspirarea pompelor de alimentare şi a presiunii diferenţiale create de pompe. Aceste perturbaţii ar fi dus la variaţii inadmisibile ale debitului de alimentare, dacă s-ar fi folosit regulatoarele de nivel obişnuite, datorită coeficientului mare de capacitate al coloanelor.

În consecinţă, ţinînd seama de toate aceste considerente, s-a ales următoarea schemă compusă din două sisteme de reglare :

— sistemul de reglare principal sau regulatorul de comandă;

— sistemul de reglare secundar sau regulalorul secundar care acţionează în funcţie de sarcina primită de la regulatorul principal.

Sistemul de reglare principal se compune din următoarele blocuri şi aparate :

— impulsatorul pneumatic (*1*);
— blocul regulator tip 5 RB — 9 A (*2*);
— releul comutator tip RP-17 A (*3*);
— aparatul secundar tip 3 RL — 29 V sau 2 MP — 30 V (*4*).

Sistemul de reglare secundar se compune din :

— impulsatorul pneumatic (*5*);
— blocul regulator tip 4 RB — 32 A (*6*);
— aparatul secundar tip 3 RL — 29 V sau 2 MP — 30 V (*7*);
— ventilul regulator (*8*).

După cum se vede din schemele prezentate, construite pe bază de blocuri din sistemul unificat pneumatic AUS, se poate în mod practic rezolva orice problemă de reglaj automat. De asemenea, datorită razei de acţiune de maximum 300 m, sistemul permite centralizarea controlului unui grup de instalaţii într-un singur punct dispecer.

Toate schemele se pot astfel construi încît să permită trecerea rapidă a reglajului de pe comandă automată, pe comandă manuală şi invers.

O fază superioară a automatizării complexe este automatizarea proceselor tehnologice cu ajutorul calculatoarelor electronice, pentru controlul şi supravegherea automată a unor agregate şi instalaţii, precum şi a controlului centralizat al întregii producţii a rafinăriei.

Avînd în vedere numărul mare de puncte care trebuie controlate şi numărul mare de variabile, este indicat să se folosească calculatoarele electronice.

În prelucrarea ţiţeiului pot fi folosite calculatoare digitale, pentru controlul centralizat al producţiei şi calculatoare analogice, pentru automatizarea agregatelor şi instalaţiilor.

Pentru automatizarea unor procese mai simple, cu un număr mai mic de variabile, este mai avantajos să fie folosit un calculator analogic.

Graficul din fig. 3 arată costul comparativ al calculatoarelor analogice şi digitale, în funcţie de numărul variabilelor controlate.

Din grafic reiese clar că este mult mai avantajos să fie folosit un calculator analogic atunci cînd numărul variabilelor nu este mai mare de 20—30.

Calculatoarele analogice prezintă unele avantaje care le fac să fie preferate într-o serie de operaţii. Ele sînt ieftine (de ex. calculatorul MH-7, fabricat în U.R.S.S. la Penza costă cca. 60 000 ruble). Sînt simple din punct de vedere constructiv şi ca exploatare. Simplitatea în exploatare reduce necesitatea de personal de înaltă calificare.

Iată, de exemplu, ce operaţii poate efectua un calculator analog:

— primeşte impulsurile practice şi ordinea de rezolvare;

— primeşte toate datele valorice;

— primeşte datele cerute pentru instalaţii;

— primeşte date asupra diferiţilor parametri ai procesului.

Cu aceste date calculatorul poate:

a) să calculeze bilanţul cerut de producţie;

b) să efectueze opriri planificate pentru echipamentul de întreţinere;

c) să calculeze costurile pe unitate ale fiecărui produs şi să indice desfăşurarea în continuare a proceselor;

d) să indice destinaţia produselor finite sau semifinite şi, în funcţie de calitatea produsului,

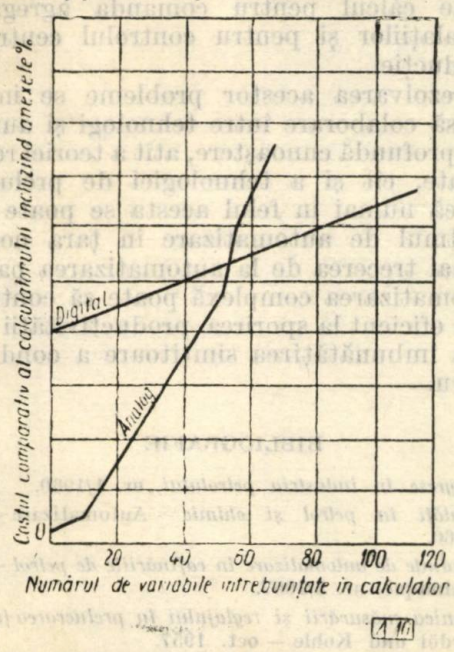


Fig. 3. Diagrama costului comparativ al calculatoarelor în funcţie de numărul variabilelor.

să indice şi locul unde se cere o intervenţie pentru restabilirea procesului.

O maşină analogică poate face calculul factorului de performanţă pentru o coloană de fracţionare (fig. 4).

În vîrful coloanei este un amestec de vapori şi gaze, astfel că produsul total nu poate fi măsurat precis cu un debitmetru de abur,

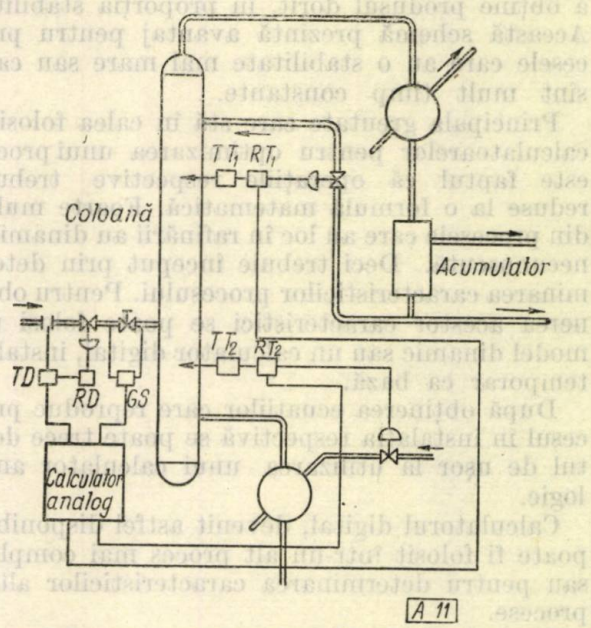


Fig. 4. Controlul unei coloane de distilare cu ajutorul unui calculator analog:

TD — traductor de debit; *RD* — regulator de debit; *GS* — traductor de greutate specifică; *TT* — traductor de temperatură; *RT* — regulator de temperatură.

însă poate fi obţinut prin adunarea tuturor componentelor rezultate. Indicarea reală este proporţională cu cea căpătată teoretic prin calculul bazat pe măsurările debitului produsului de alimentare şi analiza acestuia. Această proporţie este o indicaţie de performanţă a coloanei de fracţionare, care trebuie menţinută cît mai înaltă. La fiecare schimbare de alimentare sînt necesare indicaţii pentru controlul schimbărilor din coloană şi punerea ei la punct. În acest caz coloana trebuie să fie asigurată cu suficiente talere, ca să poată fi asigurat nivelul de puritate cerut pentru produsul respectiv [4].

Folosirea calculatorului analogic pentru optimizarea proceselor de prelucrare a ţiţeiului reprezintă o soluţie mai elastică decît reglajul automat simplu, deoarece în funcţie de desfăşurarea procesului alege soluţia optimă.

Calculatorul, după relaţiile stabilite înainte, operează cu datele primite de la traductor şi ia măsurile necesare. Ecuaţiile relative la valoarea optimă pentru fiecare variantă controlată, faţă de alte variante măsurate, trebuie rezolvate simultan.

Un calculator poate optimiza procesul furnizînd informaţii în circuit de reacţie închis sau cu circuit de reacţie deschis. În primul caz, variabilele de ieşire ale procesului sînt măsurate şi împreună cu alte informaţii generează semnalele pentru modularea anumitor variabile controlate în proces, astfel ca să-i

menţină performanţa maximă. În cazul reacţiei deschise, operaţiile procesului sînt prevăzute în calculator şi variabilele sînt modulate pentru a obţine produsul dorit, în proporţia stabilită. Această schemă prezintă avantaj pentru procesele care au o stabilitate mai mare sau care sînt mult timp constante.

Principala greutate care stă în calea folosirii calculatoarelor pentru optimizarea unui proces este faptul că operaţiile respective trebuie reduse la o formulă matematică. Foarte multe din procesele care au loc în rafinării au dinamica necunoscută. Deci trebuie început prin determinarea caracteristicilor procesului. Pentru obţinerea acestor caracteristici se poate folosi un model dinamic sau un calculator digital, instalat temporar ca bază.

După obţinerea ecuaţiilor care reproduc procesul în instalaţia respectivă se poate trece destul de uşor la utilizarea unui calculator analogic.

Calculatorul digital, devenit astfel disponibil, poate fi folosit într-un alt proces mai complex sau pentru determinarea caracteristicilor altor procese.

Un calculator digital pentru controlul centralizat al producţiei poate fi raţional folosit într-o rafinărie, avînd în vedere numărul mare de puncte ce trebuie controlate şi răspîndirea lor pe un teritoriu foarte mare.

O maşină pentru controlul centralizat de tipul MARS-300 poate controla 300 de puncte. Viteza de lucru este de 10 puncte măsurate într-o secundă, adică datele fiecărui punct vor putea fi primite de 2 ori pe minut, ceea ce este mai mult decît suficient pentru controlul proceselor tehnologice din rafinării.

În cazul în care se constată că un parametru a deviat de la valorile stabilite, controlul celorlalte puncte se întrerupe pînă la înregistrarea datelor deviate, înregistrare care se face în 3 secunde pentru un punct.

În afară de control, MARS mai conectează şi deconectează agregatele, asigură protecţia contra avariilor.

Un calcul aproximativ a arătat că automatizarea necesară pentru folosirea unei asemenea maşini şi maşina propriu-zisă ar cere cheltuieli de cca. 2 milioane ruble şi ar da o economie de cca. 5 milioane ruble anual, adică investiţiile se recuperează în mai puţin de 5 luni [12].

*

Introducerea automatizării complexe în rafinării este o problemă care trebuie să stea în atenţia automatiştilor. În vederea creării condiţiilor pentru extinderea automatizării complexe trebuie ţinut seama de o serie de factori, dintre care menţionăm :

1. Este necesară studierea amănunţită a proceselor care urmează să fie automatizate, pentru a se putea alege schemele de automatizare cele mai corespunzătoare.

2. Toate unităţile noi trebuie în aşa fel proiectate încît să poată fi utilate cu mijloacele de automatizare cele mai moderne, în faza respectivă de dezvoltare a automatizării, precum şi prevederea posibilităţilor de introducere a unei automatizări cu control centralizat, fără a se aduce modificări în procesul tehnologic.

3. Trebuie studiată posibilitatea combinării mai multor procese tehnologice diferite ca desalinare electrică, distilaţie primară, cracare catalitică, stabilizare, fracţionarea gazelor etc., într-o singură instalaţie cu capacitate mare de prelucrare.

4. Unităţile vechi, care au importanţă mare în economia naţională şi sînt de perspectivă, trebuie atacate, din punct de vedere al automatizării complexe, după un plan bine stabilit şi o etapizare a lucrărilor bazată atît pe elementele de automatizare existente, cît şi pe cele care urmează a fi asimilate în următorii ani.

5. Extinderea automatizării complexe este condiţionată de producţia de elemente de automatizare. De aceea, în următorii 2—3 ani se asimilează în R.P.R. sistemele unificate de reglare pneumatic, electronic şi electro-pneumatic. Pe baza acestor sisteme este necesar să fie axat întregul proces de introducere a automatizărilor complexe în rafinăriile noastre.

6. Asimilarea şi introducerea maşinilor electronice de calcul pentru comanda agregatelor şi instalaţiilor şi pentru controlul centralizat al producţiei.

În rezolvarea acestor probleme se impune o strînsă colaborare între tehnologi şi automatişti, o profundă cunoaştere, atît a teoriei reglării automate, cît şi a tehnologiei de prelucrare, ştiind că numai în felul acesta se poate accelera ritmul de automatizare în ţara noastră.

Numai trecerea de la automatizarea parţială la automatizarea complexă poate să contribuie în mod eficient la sporirea productivităţii muncii şi la îmbunătăţirea simţitoare a condiţiilor de lucru.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Progrese în industria petrolului*, nr. 1/1960.

[2] *Noutăţi în petrol şi chimie* — Automatizare — sept. 1960.

[3] *Tendinţe de automatizare în rafinăriile de petrol* — Génie Chimique, nr. 5/1957.

[4] *Tehnica măsurării şi reglajului în prelucrarea ţiţeiului*, Erdöl und Kohle — oct. 1957.

[5] SCHÄCHTER S. şi MUNTEANU F. — *Aplicaţiile maşinilor electronice de calcul.*

[6] *Folosirea dispozitivelor de imprimare în industria petrolieră* — World Petroleum — 1955 aug., nr. 8.

[7] ANISIMOV I. V. — *Avtomaticescoe regulirovanie protessa rectificaţii.*

[8] *Himia i tehnologhia topliv i masel*, nr. 4/1960.

[9] Power Engineering, nr. 1/1960 — număr special dedicat maşinilor electronice de calcul.
[10] FARRAR D. D. — *Analizatorul cu raze infraroşii reduce pierderile de izobutan* — Oil and Gas Journal, nr. 49/1955.
[11] *Refluxul intern al coloanelor de fracţionare controlat de calculator* — Oil and Gas Journal 57/1959, nr. 32.
[12] IACOBSON B. M. — *Prinţip postroienie maşin tipa MARS dlea ţentralizovannovo controlia.* Priborostroienie, nr. 7/1958 şi nr.1/1960.
[13] *Folosirea maşinilor electronice de calcul pentru comanda proceselor de fabricaţie* — Noutăţi în petrol şi chimie — sept. 1960.
[14] *Automatizarea şi maşinile mari electronice de calcul în industria petrolului şi chimiei* — Ind. Petrol 26/1957, nr. special.

DOREL DAMSKER, GÜNTHER WEINRICH şi IOAN DORÉ LANDAU *

Leforditva
J 10096/61

Regulator electronic *PID* pentru automatizarea acţionărilor electrice

CZ 621—53 : 621.34—523.8

Regulatorul electronic *PID*, realizat în cadrul secţiei de acţionări electrice a I.C.E.T., este destinat în primul rînd acţionărilor electrice automatizate, care cer o precizie mare şi un domeniu larg de reglare. În asemenea cazuri se impun amplificatoarele fără inerţie pe bază de tuburi electronice sau tranzistoare. S-a realizat în prima etapă un regulator cu tuburi electronice.

Problema care se pune de cele mai multe ori este reglarea precisă şi în limite largi a vitezei unui motor de c.c., alimentat de un generator de c.c. în schemă Ward-Leonard sau de mutatoare. Domeniul de viteză poate întrece gama 1 : 100 prin comanda tensiunii aplicate motorului şi în plus 1 : 3 deasupra vitezei de bază prin comanda excitării motorului.

Prin folosirea regulatoarelor electronice tip *PID*, se pot obţine şi în cazul alimentării motorului de la un generator de c.c. performanţe dinamice (rapiditate de răspuns, depăşire redusă) apropiate de cele realizate la alimentarea prin mutatoare neinerţiale [9], [10].

Regulatorul electronic trebuie să comande un amplificator de putere : amplidină, amplificator magnetic, amplificator cu tiratroane, mutator. Puterea de ieşire a regulatorului trebuie să fie în jurul a 20 W.

În fig. 1 este dat un exemplu de reglare a vitezei unui motor de acţionare, alimentat în schemă Ward-Leonard. Variaţia vitezei se obţine exclusiv prin comanda excitării amplidinei. Semnalul de abatere este prelucrat dinamic în regulatorul *PID*, care comandă înfăşurările de excitaţie ale amplidinei.

Comportarea *PID* a regulatorului este necesară unei calităţi ridicate a reglării.

Într-adevăr aceste scheme se caracterizează în general prin prezenţa a două elemente inerţiale importante : de ex. cîmpul de excitaţie a generatorului sau constanta transversală a amplidinei şi masele de volant ale motorului şi mecanismului antrenat. În afara celor 2 constante de timp mari T_g şi T_m ale sistemului, mai apar o serie de constante de timp mici în raport cu acestea : constanta de timp a fluxurilor de scăpări ale indusurilor, constantele de timp ale amplidinei etc. Se arată în literatura de specialitate că în această situaţie constantele de timp mici pot fi înlocuite prin suma lor T_Σ.

Se demonstrează [1], [2] că într-un asemenea caz tipic pentru schemele acţionărilor electrice automatizate—reglarea este optimală după criteriul modulului, elaborat de C. Kessler în [1], în sensul obţinerii unui timp de răspuns minim, cu o depăşire de max. 4...5% la modificarea în salt a mărimii impuse, dacă funcţia de transfer a regulatorului are expresia :

$$Y_R(s) = \frac{(1 + s\tau_0)(1 + s\tau_1)}{s\tau_i} = P + \frac{I}{s} + D_s, \quad (1)$$

unde :

$$P = \frac{\tau_0 + \tau_1}{\tau_i}, \quad I = \frac{1}{\tau_i}, \quad D = \frac{\tau_0 \tau_1}{\tau_i}, \quad (2)$$

şi dacă se ajustează constantele de timp ale regulatorului conform relaţiilor :

$$\tau_0 = T_g, \quad \tau_1 = T_m, \quad \tau_i = 2K_0 T_\Sigma, \quad (3)$$

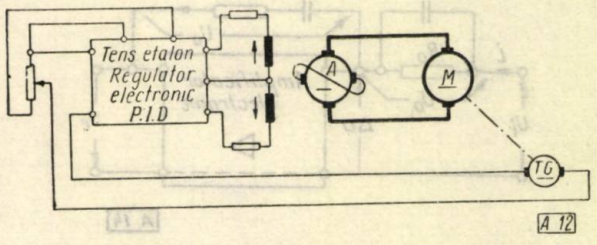


Fig. 1. Schema de reglare a vitezei cu regulator *PID*.

unde K_0 este factorul de amplificare a lanţului amplificator de putere-generator-motor-element de măsură.

Regulatorul trebuie deci să anuleze efectul elementelor inerţiale preponderente ale sistemului. Pentru a anula abaterea staţionară,

* D. DAMSKER este inginer la I.C.E.T.; G. WEINRICH şi I. D. LANDAU sînt ingineri la Întreprinderea industrială de stat „Automatica".

regulatorul primeşte în plus o comportare integrală.

Durata de răspuns a sistemului închis este determinată în acest caz exclusiv de suma con-

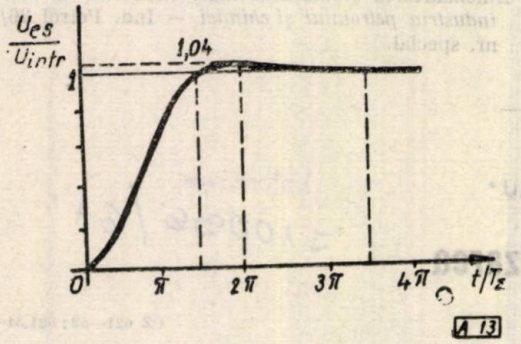


Fig. 2. Procesul tranzitoriu la aplicarea în salt a unui semnal unitar la intrarea unui sistem de reglaj optimizat după criteriul modulului.

stantelor de timp mici ale sistemului şi are valoarea:

$$t_r = 4,\ 7\ T_\Sigma . \qquad (4)$$

Procesul tranzitoriu este reprezentat în fig. 2, şi este caracterizat printr-o depăşire de 4,3%.

Pentru realizarea rapidităţii răspunsului conform relaţiei (4) şi în cazul unor variaţii importante ale semnalului de intrare, elementele amplificatoare ale schemei (regulator, amplidină) trebuie dimensionate pentru puteri mai mari decît cele necesare în regim staţionar, pentru ca excitările de şoc imprimate de regulatorul *PID* să nu fie anihilate de fenomenele de saturaţie.

Realizarea comportării *PID*

Comportarea *PID*, conform funcţiei de transfer (1), se poate obţine prin aplicarea unei reacţii negative elastice şi întîrziate pe un amplificator de c.c. lipsit de inerţie şi de amplificare foarte mare. Schema principială este reprezentată în fig. 3.

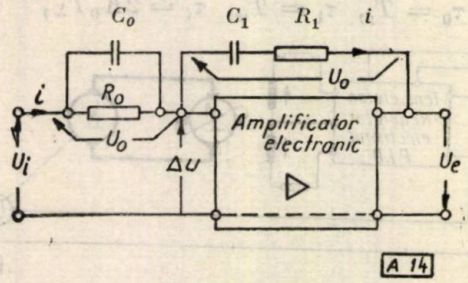


Fig. 3. Schema principială a regulatorului *PID*.

Se presupune că amplificatorul ar avea o rezistenţă de intrare $R_{intr} \gg R_0$, deci o comandă a amplificatorului fără consum de putere, iar rezistenţa internă a sursei de semnal u_i se consideră a fi redusă. Pe figură s-a notat cu u variaţiile tensiunilor faţă de o situaţie iniţială de echilibru. În mod convenţional s-a considerat că săgeţile diferenţelor de potenţial dintre două puncte sînt îndreptate spre punctul de potenţial mai ridicat.

În continuare vom nota cu Z_0 impedanţa operaţională a rezistenţei R_0 în paralel cu capacitatea C_0, iar cu Z_1 impedanţa operaţională a rezistenţei R_1 în serie cu capacitatea C_1.

În practică factorul de amplificare K_R al amplificatorului este limitat, însă totuşi foarte mare:

$$K_R \gg 1, \text{ încît } \Delta u \ll u_e . \qquad (5)$$

Circuitul de reacţie constituie în decursul procesului tranzitoriu o sarcină pentru amplificator, încît rezultă:

$$u_e = K_R \cdot \Delta u - R_i \cong K_R\ \Delta u - \frac{R}{Z_1} u_e , \qquad (5')$$

sau:

$$u_e \cong K_R \frac{Z_1}{R + Z_1} \cdot \Delta u , \qquad (6)$$

unde R reprezintă rezistenţa internă a sursei, deci a amplificatorului:

$$R = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a} , \qquad (7)$$

R_i fiind rezistenţa internă a tubului, R_a rezistenţa anodică de sarcină, iar K_R factorul de amplificare al etajului cînd sarcina în anod este numai R_a. Ţinînd seama de relaţiile de mai sus, rezultă următoarea funcţie de transfer a regulatorului:

$$Y_R(s) = \frac{u_e}{u_i} \cong \frac{u_1}{u_0 + \Delta u} = \frac{Z_1}{Z_0 + (R + Z_1)/K_R} . \qquad (7')$$

În urma calculelor intermediare se obţine:

$$Y_R(s) = K_R \frac{(1 + s\tau_0)(1 + s\tau_1)}{1 + sK_R\tau_i + s^2 r\,\tau_0\,\tau_1} , \qquad (8)$$

unde:

$$\tau_0 = R_0 C_0, \quad \tau_1 = R_1 C_1, \quad \tau_i = R_0 C_1, \qquad (9)$$

$$r = 1 + \frac{R}{R_1} . \qquad (10)$$

Coeficientul r reprezintă influenţa sarcinii pe care o constituie circuitul de reacţie pentru amplificator.

Funcţia de transfer (8) se reduce pentru valori foarte mari ale factorului de amplificare K_R la expresia (1) a regulatorului *PID* ideal.

În decursul calculelor intermediare s-a considerat că:

$$K_R\ \tau_i \gg \tau_0,\ \tau_1 . \qquad (11)$$

Această ipoteză simplificatoare este practic întotdeauna satisfăcută. Într-un calcul mai exact se poate folosi aceeaşi expresie (8) a funcţiei de

transfer, în care se înlocuieşte însă constanta de timp de integrare τ_i prin valoarea:

$$\tau_i' = \tau_i + \frac{1}{K_R}(\tau_0 + r\tau_1), \qquad (12)$$

încît regulatorul se comportă ca şi cum ar fi fost ajustat la o constantă de timp de integrare $\tau_i' > \tau_i = R_0 C_1$. Elementele R_0, R_1, C_0, C_1 trebuie să fie variabile şi să permită ajustarea în limite suficient de largi a constantelor de timp ale regulatorului, conform relaţiilor (9). Valoarea unuia din aceste elemente poate fi aleasă independent, celelalte trei rezultă la valori date ale constantelor de timp.

Funcţia de transfer (8) a regulatorului real poate fi scrisă sub forma:

$$Y_R(s) = K_R^* \frac{(1 + s\tau_0)(1 + s\tau_1)}{(1 + st_1)(1 + st_2)}, \qquad (13)$$

unde

$$t_1 = K_R \tau_i, \quad t_2 = \frac{r\tau_0\tau_1}{K_R \tau_i} = \frac{D}{K_R/r}. \qquad (14)$$

Constanta de timp t_1 este foarte mare şi determină comportarea integrală a regulatorului, iar constanta de timp t_2 este foarte mică

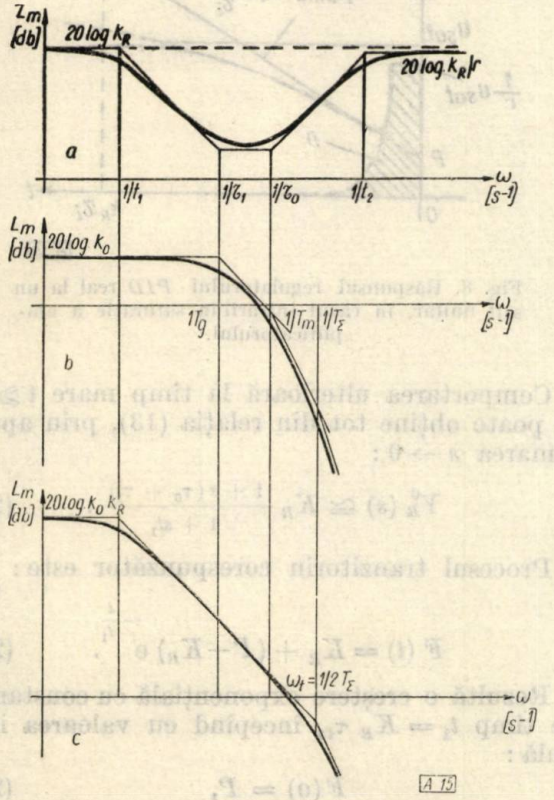


Fig. 4. Caracteristici ogaritmice amplitudine-frecvenţă: *a* — regulator *PID*; *b* — obiectul reglat; *c* — circuitul deschis regulator-obiect reglat.

şi este legată de comportarea sa diferenţială.

Caracteristica logaritmică de amplitudine-frecvenţă, corespunzătoare funcţiei de transfer (13), este reprezentată în fig. 4, *a*.

Ţinînd seama de observaţiile de mai sus, caracteristica logaritmică de amplitudine-frecvenţă are aspectul din fig. 4, *b*. În cazul ajustării optimale a constantelor de timp ale regulatorului, conform relaţiilor (3), rezultă pentru întregul circuit deschis caracteristica reprezentată în fig. 4, *c*. Frecvenţa de tăiere corespunde la:

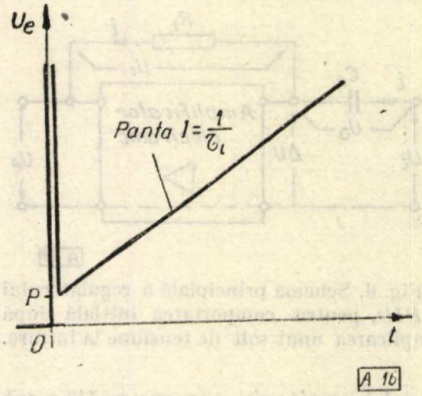


Fig. 5. Răspunsul regulatorului *PID* ideal la un salt unitar.

$$20 \log K_R K_0 - 20 \log \omega_t t_1 = 0, \qquad (14')$$

sau:

$$\omega_t = \frac{K_R K_0}{t_1} = \frac{1}{2T_\Sigma}. \qquad (15)$$

În ceea ce priveşte rezerva de stabilitate în raport cu modulul, panta de 20 db/decadă se păstrează încă o octavă în dreapta frecvenţei de tăiere.

Rezerva de stabilitate în raport cu faza rezultă dacă ţinem seama de cele 2 frecvenţe critice $1/t_1$ şi $1/T_\Sigma$ ale sistemului, care sînt foarte distanţate:

$$\Delta\theta \cong 180° - (90° + \text{arctg } 1/2) = 63°26'. \qquad (16)$$

Răspunsul regulatorului *PID* ideal (1) la aplicarea în salt a unui semnal de intrare constă dintr-un salt iniţial infinit de mare, (fig. 5) dar de durată infinit mică, şi care se datoreşte componentei D, după care tensiunea de ieşire ia valoarea corespunzătoare componentei proporţionale P, urmînd apoi o creştere lentă, caracterizată prin constanta de timp de integrare τ_i şi panta $I = 1 : \tau_i$. Creşterea nu este limitată.

Comportarea regulatorului *PID* la aplicarea în salt unitar a tensiunii de intrare rezultă pentru timp foarte mic, de ordinul de mărime t_2, prin aproximarea $s \to \infty$:

$$Y_R^\infty(s) = \frac{s\tau_0\tau_1}{\tau_i(1 + st_2)} = \frac{sD}{1 + st_2}. \qquad (17)$$

Explicaţia fizică a acestei funcţii de transfer rezultă din faptul că în intervalul de timp considerat impedanţa condensatorilor este negli-

jabilă în raport cu aceea a rezistenţelor, încît schema principială a regulatorului ia aspectul din fig. 6, corespunzînd tocmai funcţiei de transfer (17).

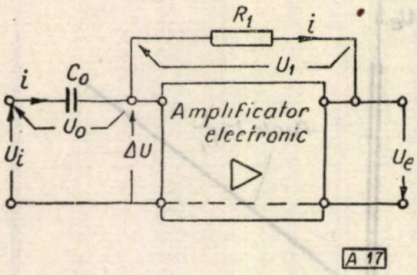


Fig. 6. Schema principială a regulatorului *PID*, pentru comportarea iniţială după aplicarea unui salt de tensiune la intrare.

Procesul tranzitoriu corespunzător este :

$$f(t) = f(0) \cdot e^{-\frac{t}{t_2}}, \qquad (18)$$

saltul iniţial avînd valoarea :

$$f(0) = D/t_2 = K_R/r, \qquad (19)$$

care reprezintă cca. 70—90% din valoarea care ar rezulta la ieşirea regulatorului în lipsa reacţiei, corespunzînd deci amplificării K_R (fig. 7).

Suprafaţa în raport cu timpul a saltului iniţial rezultă :

$$\int_0^\infty f(t)\,dt = f(0).\,t_2 = D, \qquad (20)$$

şi nu depinde decît de ajustarea componentei diferenţiale D a regulatorului şi nu de factorul de amplificare. Cu cît amplificarea este mai mare, deci regulatorul este mai apropiat de cel ideal, saltul iniţial $f(0)$ este mai mare, iar durata t_2 mai redusă. Constanta de timp t_2 are un caracter parazit, întrucît conform funcţiei de transfer (13) corespunde unui element inerţial

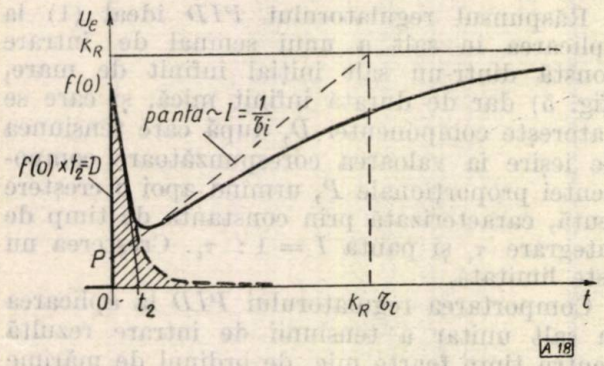


Fig. 7. Răspunsul regulatorului *PID* real la un salt unitar.

parazit, înseriat cu regulatorul. Apariţia sa se datoreşte valorii limitate a factorului de amplificare K_R. În calculul schemei de reglare, t_2 se înglobează în suma constantelor de timp mici ale sistemului.

Relaţia (20) şi consecinţele sale rămîn valabile şi pentru un amplificator neliniar, de ex. cu saturaţie, cu condiţia ca relaţiile (5) să fie satisfăcute. Într-adevăr în acest caz rezultă din fig. 6 pentru aplicarea unui salt unitar :

$$\int_0^\infty f(t)\,dt = \int_0^\infty u_e\,dt \cong \int_0^\infty R_1\,i\,dt = R_1 \int_{t=0}^{t=\infty} C_0\,du_0 =$$

$$= R_1 C_0 \int_0^1 du_i = D. \qquad (20')$$

Astfel, de exemplu, la aplicarea unui semnal treaptă u_i care depăşeşte tensiunea corespunzătoare intrării în saturaţie, rezultă la ieşirea regulatorului un proces tranzitoriu de forma din fig. 8 care prezintă un salt iniţial a cărui suprafaţă în raport cu timpul are valoarea Du_i. În cazul în care comportarea diferenţială s-ar fi obţinut printr-un element RC în serie cu amplificatorul, saltul iniţial ar fi fost tăiat la nivelul de saturaţie al acestuia, ceea ce nu ar fi fost însă compensat printr-o lungire a duratei impulsului.

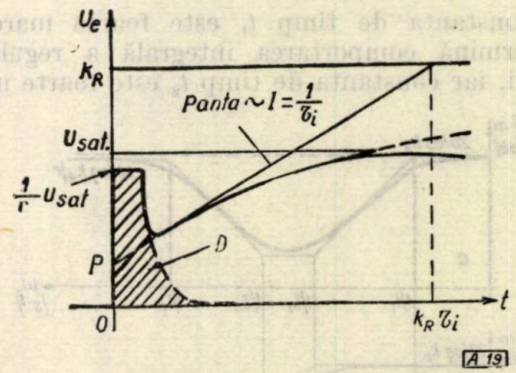


Fig. 8. Răspunsul regulatorului *PID* real la un salt unitar, în cazul intrării în saturaţie a amplificatorului.

Comportarea ulterioară la timp mare $t \gg t_2$ se poate obţine tot din relaţia (13), prin aproximarea $s \to 0$:

$$Y_R^0(s) \cong K_R \frac{1 + s(\tau_0 + \tau_1)}{1 + s t_1}. \qquad (21)$$

Procesul tranzitoriu corespunzător este :

$$F(t) = K_R + (P - K_R)\,e^{-\frac{t}{t_1}}. \qquad (22)$$

Rezultă o creştere exponenţială cu constanta de timp $t_1 = K_R\,\tau_i$, începînd cu valoarea iniţială :

$$F(0) = P, \qquad (23)$$

corespunzînd componentei proporţionale a regulatorului şi terminînd cu valoarea finală K_R. Panta iniţială de creştere a tensiunii de ieşire are valoarea :

$$\left(\frac{dF}{dt}\right)_0 = I\left(1 - \frac{P}{K_R}\right) \cong I = \frac{1}{\tau_i}, \qquad (24)$$

corespunzînd aproximativ componentei integrale I a regulatorului (fig. 7). Aproximaţia făcută este justificată prin aceea că amplificatorul regulatorului dispune de un factor de amplificare K_R, care depăşeşte mult componenta proporţională P a regulatorului, ceea ce se exprimă matematic prin relaţia (11).

Prin ajustarea regulatorului PID la $\tau_0 = 0$, prin $C_0 = 0$, el se transformă în regulator PI, care este deci un caz particular al regulatorului PID.

Schema regulatorului electronic *PID*

Schema detaliată a regulatorului este dată în fig. 9.

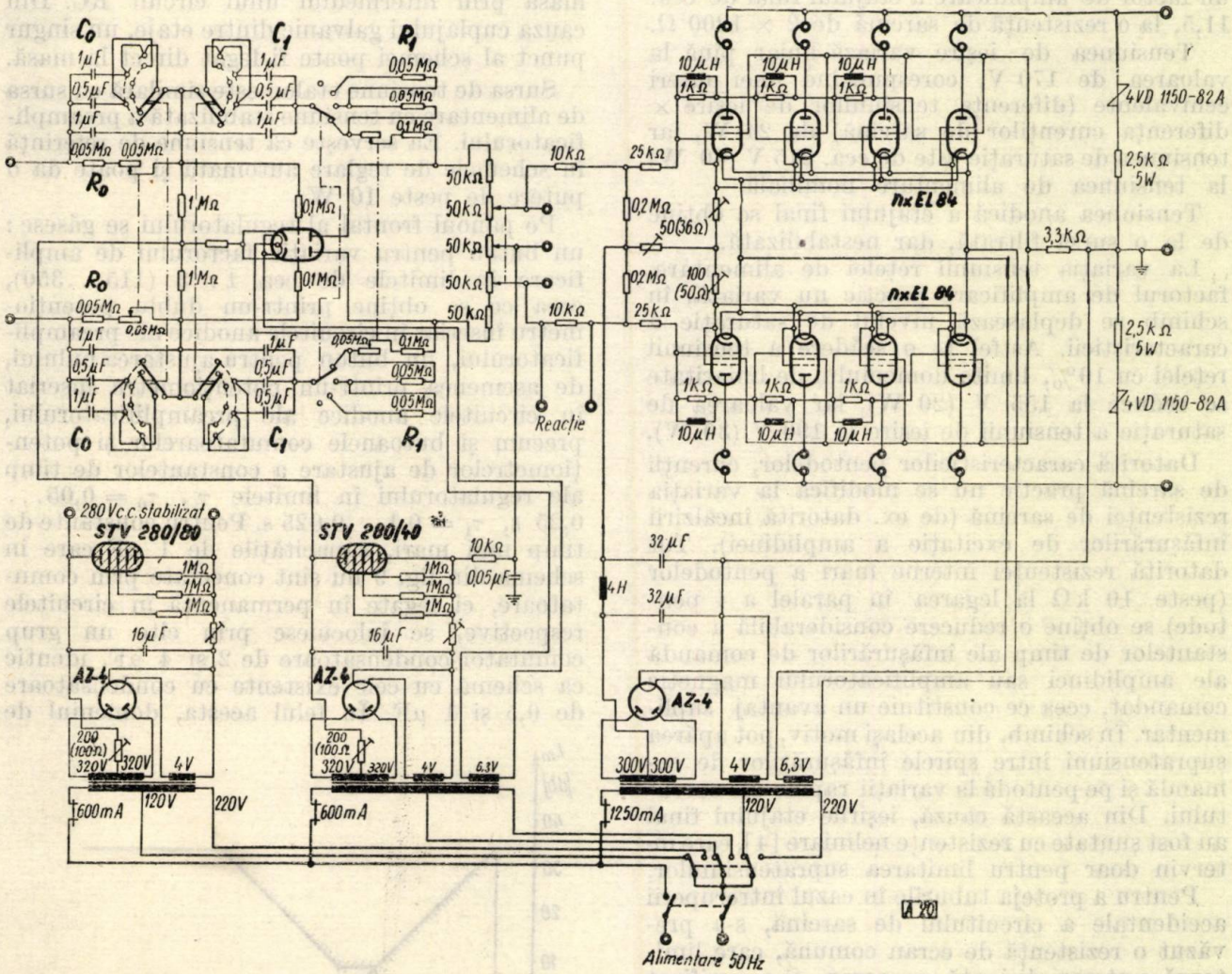


Fig. 9. Schema regulatorului *PID*.

Schema se compune din următoarele elemente principale:

— un preamplificator, care prevăzut cu circuitul de reacţie descris primeşte o comportare PID;

— un amplificator final de putere;

— sursele de alimentare a amplificatoarelor;

— o sursă de tensiune etalon.

Soluţia adoptată pentru preamplificator a fost aceea a unui etaj în contratimp, folosind o dublă triodă cu factor de amplificare ridicat. Avantajul acestei scheme este acela de autocompensare a deplasării nulului celor două jumătăţi de tub, în măsura în care parametrii lor variază la fel. Pe de altă parte, caracteristicile triodelor sînt mult mai stabile decît ale pentodelor curente. Folosirea unei pentode speciale [1] nu a fost luată în consideraţie, deoarece s-a urmărit întrebuinţarea unor tuburi obişnuite de tip radio, care se pot procura uşor. În schimb, factorul de amplificare a triodelor este mai redus, dar poate fi totuşi suficient de mare. Astfel, prin întrebuinţarea dublei triode *ECC 83*, cu $\mu = 100$ şi $R_i = 62{,}5$ kΩ, s-a obţinut un factor de amplificare a etajului în regim staţionar de peste $K_R = 50$, ceea ce este suficient pentru obţinerea unei comportări PID apropiate de cea ideală.

Pentru a evita deplasarea nulului, tensiunea anodică a etajului a fost stabilizată în mod simplu printr-un tub stabilivolt.

Comportarea *PID* se obține exclusiv pe calea reacției, deci fără consum de putere, fără reducerea amplificării și mult mai apropiată de cea ideală.

Deoarece puterea de ieșire a etajului *PID* este foarte redusă, s-a prevăzut în plus un amplificator final în contratimp, folosind cîte 4 pentode în paralel. Legarea în paralel a mai multor tuburi prezintă o siguranță mai mare în funcționare, decît folosirea unui singur tub de putere mare. Astfel, de exemplu, ieșirea din funcțiune a unuia din tuburile legate în paralel nu modifică sensibil funcționarea regulatorului. Prin întrebuințarea pentodelor *EL 84*, care se găsesc în mod curent în comerț, s-a obținut un factor de amplificare a etajului final de cca. 11,5, la o rezistență de sarcină de $2 \times 1200\ \Omega$.

Tensiunea de ieșire variază liniar pînă la valoarea de 170 V, corespunzînd unei puteri echivalente (diferența tensiunilor de ieșire × diferența curenților de sarcină) de 24 W, iar tensiunea de saturație este de cca. 215 V (40 W) la tensiunea de alimentare nominală.

Tensiunea anodică a etajului final se obține de la o sursă filtrată, dar nestabilizată.

La variația tensiunii rețelei de alimentare, factorul de amplificare practic nu variază, în schimb se deplasează nivelul de saturație a caracteristicii. Astfel la o scădere a tensiunii rețelei cu 10%, limita domeniului de liniaritate se reduce la 155 V (20 W), iar valoarea de saturație a tensiunii de ieșire la 190 V (30 W).

Datorită caracteristicilor pentodelor, curenții de sarcină practic nu se modifică la variația rezistenței de sarcină (de ex. datorită încălzirii înfășurărilor de excitație a amplidinei). Tot datorită rezistenței interne mari a pentodelor (peste 10 kΩ la legarea în paralel a 4 pentode) se obține o reducere considerabilă a constantelor de timp ale înfășurărilor de comandă ale amplidinei sau amplificatorului magnetic comandat, ceea ce constituie un avantaj suplimentar. În schimb, din același motiv, pot apărea supratensiuni între spirele înfășurărilor de comandă și pe pentodă la variații rapide ale curentului. Din această cauză, ieșirile etajului final au fost șuntate cu rezistențe neliniare [4], care intervin doar pentru limitarea supratensiunilor.

Pentru a proteja tuburile în cazul întreruperii accidentale a circuitului de sarcină, s-a prevăzut o rezistență de ecran comună, care limitează puterea disipată pe ecran. S-a verificat experimental că în mod practic nu se reduce prin aceasta valoarea factorului de amplificare a etajului final, iar liniaritatea în zona normală de lucru se păstrează.

Pentru a împiedica oscilații de înaltă frecvență, care pot să apară datorită legării în paralel a pentodelor, s-a prevăzut în circuitele de grilă ale acestora șocuri de înaltă frecvență care nu intervin în funcționarea normală în c.c. a amplificatorului.

În schemă au fost luate măsuri pentru reducerea solicitării tuburilor, în scopul lungirii duratei lor de funcționare (știind că o reducere cu numai 20% a curentului anodic lungește considerabil viața tuburilor). Tuburile folosite se găsesc în mod curent în comerț și înlocuirea lor nu constituie o problemă. Dacă se dorește o siguranță mare de funcționare și în condiții grele de exploatare și o lungire considerabilă a vieții tuburilor, acestea pot fi înlocuite fără a modifica schema prin tuburi *E 83 CC* și *E 84 L*.

Pentru a reduce brumul care apare la ieșire, punctul median al ieșirii a fost legat la masă, iar plusul sursei de alimentare s-a legat la masă prin intermediul unui circuit RC. Din cauza cuplajului galvanic dintre etaje, un singur punct al schemei poate fi legat direct la masă.

Sursa de tensiune etalon este similară cu sursa de alimentare cu tensiune stabilizată a preamplificatorului. Ea servește ca tensiune de referință în schemele de reglare automată și poate da o putere de peste 10 W.

Pe panoul frontal al regulatorului se găsesc: un buton pentru variația factorului de amplificare în limitele de cca. 1 : 3 (115...350), ceea ce se obține printr-un dublu potențiometru înseriat în circuitele anodice ale preamplificatorului, un buton pentru ajustarea nulului, de asemenea printr-un potențiometru înseriat în circuitele anodice ale preamplificatorului, precum și butoanele comutatoarelor și potențiometrelor de ajustare a constantelor de timp ale regulatorului în limitele τ_i, $\tau_0 = 0{,}05 \ldots 0{,}25$ s, $\tau_1 = 0{,}1 \ldots 0{,}625$ s. Pentru constante de timp mai mari, capacitățile de 1 μF care în schema din fig. 9 nu sînt conectate prin comutatoare, ci legate în permanență în circuitele respective, se înlocuiesc prin cîte un grup comutator-condensatoare de 2 și 4 μF, identic ca schemă cu cele existente cu condensatoare de 0,5 și 1 μF. În felul acesta, domeniul de

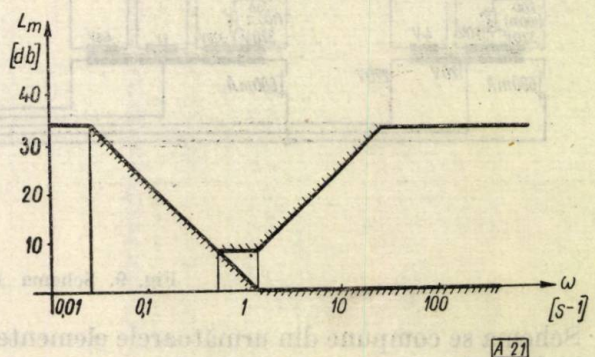


Fig. 10. Limitele domeniului de ajustare a preamplificatorului regulatorului electronic *PID*.

ajustare a constantelor de timp se extinde la τ_i, $\tau_0 = 0 \ldots 0{,}75$ s, $\tau_1 = 0 \ldots 1{,}9$ s. Prin aceasta se acoperă practic toate cazurile care intervin în reglările automate ale acționărilor electrice,

Limitele domeniului, raportate la planul caracteristicii logaritmice amplitudine-frecvență, sînt reprezentate în fig. 10 pentru preamplificatorul regulatorului. Segmentele caracteristicii se pot deplasa în sensul nehaşurat; deplasarea spre frecvențele mari (constante de timp mici) este practic nelimitată. Pentru a ține seama şi de etajul final al regulatorului, se vor adăuga 7—17 db, în funcție de amplificarea aleasă. De asemenea domeniul de variație a factorului de amplificare poate fi extins peste 1 : 3. Se pot prevedea pe panoul frontal instrumente de măsură pentru a permite ajustarea nulului, precum şi măsura curentului fiecărui tub, fără scoaterea lui din montaj, chiar în timpul funcționării regulatorului.

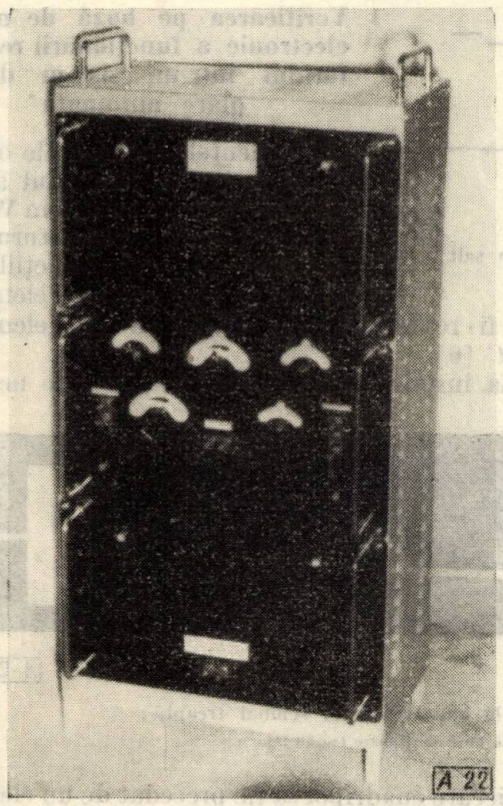


Fig. 11. Aspectul constructiv exterior al regulatorului electronic *PID*.

Constructiv, regulatorul a fost realizat din trei blocuri: regulatorul propriu-zis, sursele de tensiune stabilizată, sursa de alimentare a etajului final. Elementele fiecărui bloc au fost montate pe cîte un şasiu metalic. Şasiele se introduc într-un dulap cu sertare (fig. 11).

Rezultate experimentale

Caracteristica preamplificatorului, care este folosit pentru realizarea comportării *PID*, este reprezentată în fig. 12, din care rezultă o foarte bună liniaritate în domeniul de lucru de $\pm 1{,}5$ V, la un factor de amplificare K_R de peste 50.

În fig. 13 este reprezentată caracteristica de amplificare totală a regulatorului, în situația

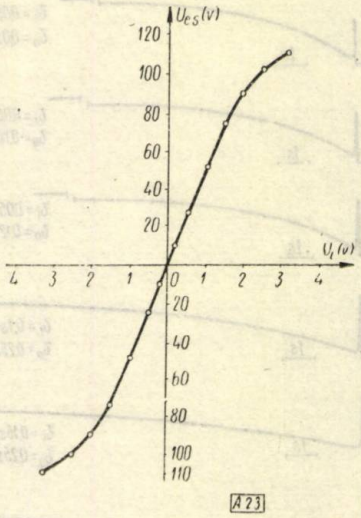


Fig. 12. Caracteristica preamplificatorului ECC 83 ($R_0 = 100$ kΩ).

de amplificare maximă. Domeniul de liniaritate este de cca. ± 172 V, cu un factor de amplificare de cca. 344.

Măsurătorile pentru determinarea stabilității nulului, efectuate în decurs de 8 ore, cu reluarea lor după o întrerupere de 16 ore, fără reechilibrarea montajului, au arătat că deriva la ieşirea regulatorului nu depăşeşte $\pm 2{,}5$ V deci $\pm 1{,}5\%$ din domeniul liniar al regulatorului, ceea ce este absolut suficient la funcționarea în circuit

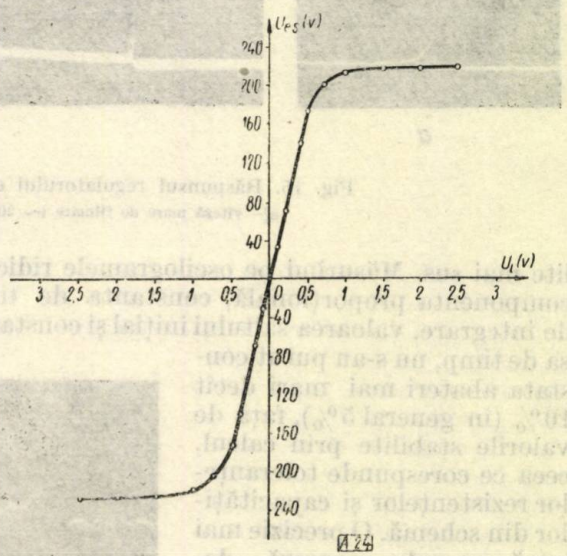


Fig. 13. Caracteristica statică a regulatorului electronic *PID*. Rezistența de sarcină $2 \times 1\,230$ Ω ($R_n = 100$ kΩ).

închis. Echilibrarea regulatorului s-a efectuat 1 1/2 ore după conectarea tensiunii de alimentare. La bornele de intrare s-a conectat o rezistență de 5 kΩ.

Caracteristicile de frecvenţă ale regulatorului, ridicate pentru mai multe ajustări ale constantelor de timp pentru frecvenţe $f \geqslant 16$ Hz, au corespuns funcţiei de transfer (13).

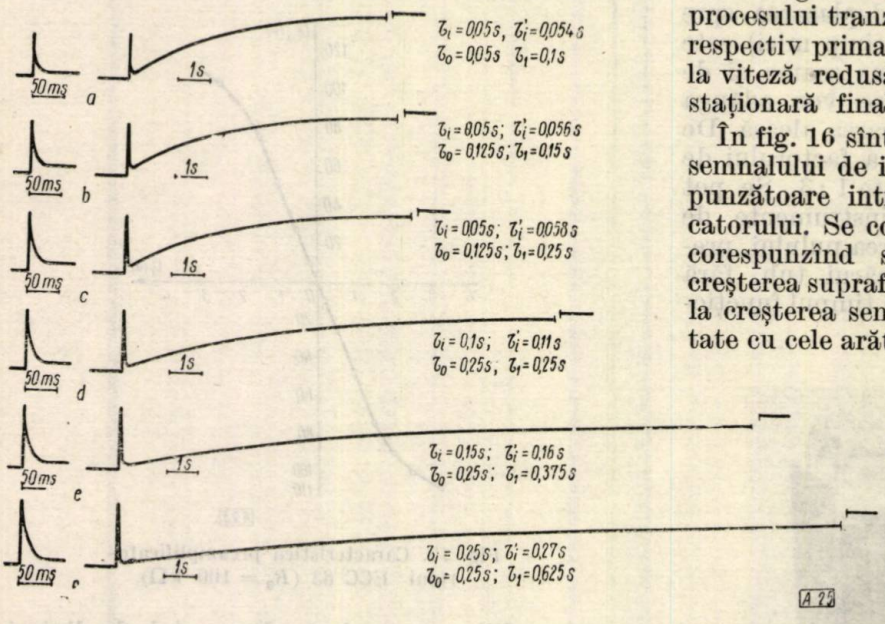


Fig. 14. Oscilogramele răspunsului regulatorului *PID* la aplicarea în salt a tensiunii de intrare.

Oscilogramele tensiunii de ieşire a regulatorului, la aplicarea în salt a unui semnal de intrare, corespund de asemenea relaţiilor stabilite mai sus. Măsurînd pe oscilogramele ridicate componenta proporţională, constanta de timp de integrare, valoarea saltului iniţial şi constanta sa de timp, nu s-au putut constata abateri mai mari decît 10% (în general 5%), faţă de valorile stabilite prin calcul, ceea ce corespunde toleranţelor rezistenţelor şi capacităţilor din schemă. O precizie mai bună nu este necesară, deoarece reglarea la ajustarea optimală a regulatorului *PID* nu este critică [1]. Pe de altă parte, constantele de timp şi factorii de amplificare a maşinilor electrice comandate variază ele însele cu punctul de funcţionare cu peste ± 10 %.

În fig. 14 sînt reprezentate la o scară convenabilă oscilogramele pentru cîteva valori de ajustare a constantelor de timp ale regulatorului.

Oscilogramele din fig. 15 reprezintă începutul procesului tranzitoriu la viteză mare de filmare, respectiv prima parte a procesului tranzitoriu la viteză redusă de filmare, precum şi valoarea staţionară finală a tensiunii de ieşire.

În fig. 16 sînt date oscilograme la care saltul semnalului de intrare depăşeşte valoarea corespunzătoare intrării în saturaţie a preamplificatorului. Se constată limitarea saltului iniţial, corespunzînd saturării preamplificatorului şi creşterea suprafeţei în raport cu timpul a saltului la creşterea semnalului de intrare, în conformitate cu cele arătate mai sus pe baza relaţiei (20).

Verificarea pe bază de model electronic a funcţionării regulatorului într-un sistem de reglare automată *

Elementele de bază ale obiectului reglat în domeniul acţionărilor electrice cu sistem Ward-Leonard sînt generatorul şi motorul de c.c. Funcţiile de transfer ale acestor elemente pot fi reproduse prin cuadripoli din elemente *RLC* [6].

La înserierea acestor cuadripoli este necesar ca fiecare cuadripol să fie precedat de un element (de ex. repetor catodic) de rezistenţă de ieşire foarte redusă, pentru ca în decursul proceselor

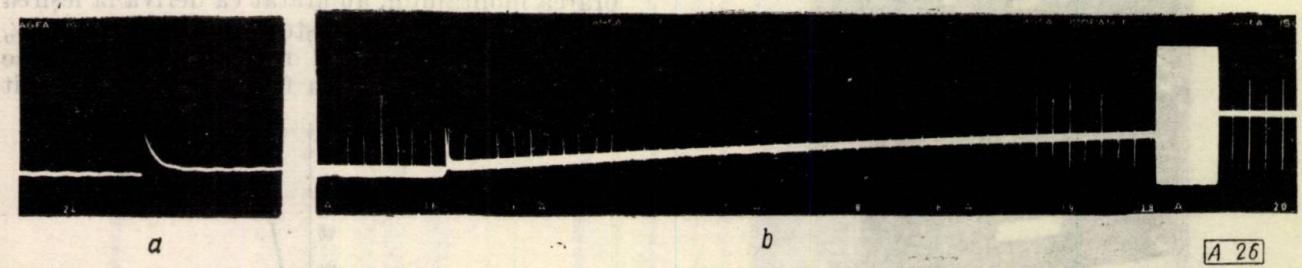


Fig. 15. Răspunsul regulatorului electronic *PID* la aplicarea unui semnal treaptă : *a* — viteză mare de filmare (~ 200 mm/s) ; *b* — viteză mică de filmare (~ 30 mm/s).

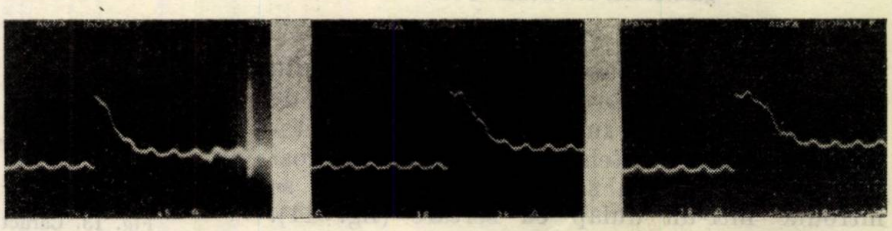


Fig. 16. Începutul răspunsului regulatorului electronic *PID* la aplicarea unui semnal treaptă, cu intrare în saturaţie : *a* — $U_i = 3$ V ; *b* — $U_i = 4{,}5$ V ; *c* — $U_i = 5{,}8$ V.

* Modelul electronic a fost realizat în cadrul Secţiei de acţionări electrice a I.C.E.T. de ing. CODRUŢ BRANA.

tranzitorii cuadripolul să nu modifice printr-o acţiune în sens invers tensiunea aplicată la intrarea sa, şi de asemenea ca fiecare cuadripol să debiteze pe un element (de ex. amplificator electronic) de rezistenţă de intrare foarte ridicată, pentru a nu modifica prin sarcina pe care o constituie pentru cuadripol tensiunea de ieşire a acestuia [6]. Se recomandă deci ca între cuadripolii *RLC* să fie conectate repetoare catodice, precedate dacă este cazul de un etaj de amplificare.

Schema de principiu a modelului electronic al grupului generator-motor este reprezentată în fig. 17. Blocurile amplificator-repetor catodic sînt figurate prin elementele K_g şi K_m, al căror factor de amplificare este ajustabil. În coeficientul K_m se poate îngloba şi factorul de amplificare a tahogeneratorului şi reductorului său. Blocurile K_g şi K_m pot fi identice ca schemă.

Funcţia de transfer a generatorului se stabileşte uşor pentru o porţiune liniarizabilă a curbei de magnetizare:

$$Y_g(s) = \frac{E_g}{U_{eg}} = \frac{K_{eg}\, I_{eg}}{(R_{eg} + sL_{eg})\, I_{eg}} = \frac{K_g}{1 + sT_g} \qquad (25)$$

unde E_g este tensiunea electromotoare a generatorului, U_{eg} şi I_{eg} tensiunea şi curentul de

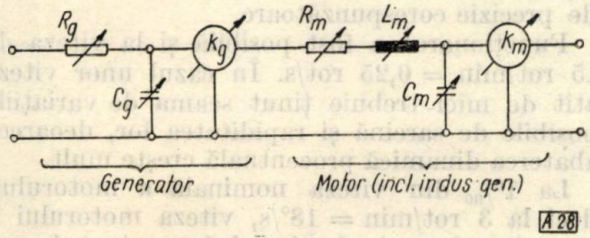


Fig. 17. Schema principială a modelului electronic generator motor.

excitaţie, iar R_{eg} şi L_{eg} rezistenţa şi inductanţa înfăşurării de excitaţie a generatorului. Aceeaşi funcţie de transfer se obţine şi prin primul bloc al modelului fig. 17, dacă

$$T_g = R_g\, C_g = L_{eg}/R_{eg}\,. \qquad (26)$$

Reproducerea unei constante de timp printr-un circuit *RC* este mai convenabilă practic în comparaţie cu circuitul corespunzător *LR*.

Relaţiile care stau la baza determinării funcţiei de transfer a motorului rezultă în mod sugestiv din schema bloc (fig. 18). Diferenţa tensiunilor electromotoare ale generatorului (E_g) şi motorului (E_m), aplicată circuitului indusurilor de impedanţă $R_A + s\,L_A$, produce curentul I, proporţional cu cuplul motor M. Diferenţa dintre cuplul motor şi cel static al sarcinei este cuplul dinamic proporţional cu acceleraţia:

$$M_d = \frac{GD^2}{375}\,\frac{dn}{dt}\,. \qquad (27)$$

Tensiunea electromotoare a motorului este proporţională cu viteza sa de rotaţie, la flux constant (excitaţie dată) al motorului.

Din schema bloc (fig. 18) rezultă funcţia de

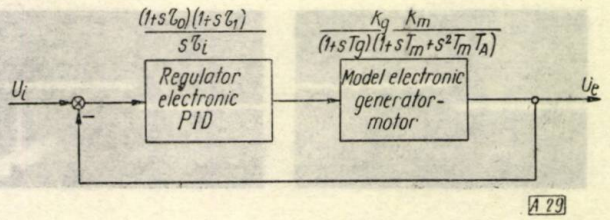


Fig. 18. Schema bloc a modelului electronic al schemei de reglare a vitezei unui motor de curent continuu.

transfer a motorului, dacă neglijăm influenţa perturbatoare a cuplului static M_s:

$$Y_m(s) = \frac{K_m}{1 + sT_m + s^2\, T_m\, T_A}\,, \qquad (28)$$

unde:

$$T_m = \frac{GD^2}{375}\cdot\frac{R_A}{k_e\, k_m\, \Phi^2}\,;\quad T_A = L_A/R_A\,. \qquad (29)$$

T_m este constanta de timp electromecanică a motorului, iar T_A constanta de timp a fluxurilor de scăpări ale indusurilor generatorului şi motorului. Aceeaşi funcţie de transfer se obţine şi prin al doilea bloc al modelului (fig. 17) dacă

$$T_m = R_m\, C_m\,,\quad T_A = L_m/R_m\,. \qquad (30)$$

Efectul inerţial al maselor de volant a fost înlocuit deci printr-un condensator, la bornele căruia se regăseşte o tensiune proporţională cu tensiunea electromotoare a motorului.

Pentru a obţine elemente uşor realizabile fizic, constantele de timp ale modelului electronic al schemei de reglare au fost alese în raportul de 1 :20.

Schema experimentată este reprezentată în fig. 19 şi reproduce la scara de timp amintită o schemă de reglare a vitezei unui motor de c.c.

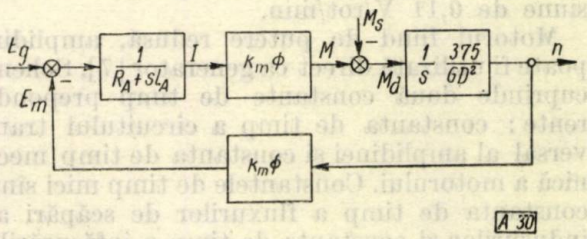


Fig. 19. Schema bloc a motorului de curent continuu.

alimentat de un generator de c.c. (amplidină). Regulatorul electronic *PID* este cel descris mai sus, însă cu constantele de timp reduse de 20 ori, prin micşorarea în acest raport a capacităţilor din circuitele de reacţie.

Oscilogramele pentru cîteva ajustări ale constantelor de timp ale regulatorului sînt date în

fig. 20, din care rezultă că la abateri față de ajustarea optimală situația se înrăutățește, dar de asemenea că aceste abateri trebue să fie mari pentru ca depășirea să devină inadmisibilă, deci ajustarea regulatorului nu este critică. Intrarea în oscilații la întreruperea reacției *PID* a regulatorului, precum și stabilizarea prin închiderea bruscă a reacției *PID*, rezultă din oscilogramele date în fig. 21.

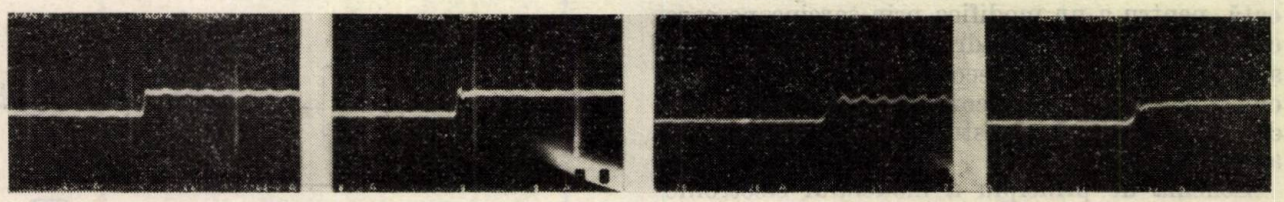


Fig. 20. Răspunsul modelului electronic din fig. 18 la aplicarea unui semnal în treaptă:
$a - \tau_0 \approx T_m$, $\tau_1 \approx T_g$, $\tau_i \approx \tau_{i\,opt}$; $c - \tau_0 \approx 0{,}5\ T_m$, $\tau_1 \approx 0{,}4\ T_g$, $\tau_i \approx 0{,}5\ \tau_{i\,opt}$;
$b - \tau_0 \approx 2{,}5\ T_m$, $\tau_1 \approx T_g$, $\tau_i \approx \tau_{i\,opt}$; $d - \tau_0 \approx 2{,}5\ T_m$, $\tau_1 \approx 2{,}5\ T_g$, $\tau_i = 2{,}5\ \tau_{i\,opt}$.

Funcționarea corectă a regulatorului *PID* într-un circuit de reglare închis a fost astfel confirmată pe baza încercărilor pe modelul electronic. Pentru o confirmare în condiții normale de lucru, s-a făcut experimentarea unei scheme reale de reglare automată.

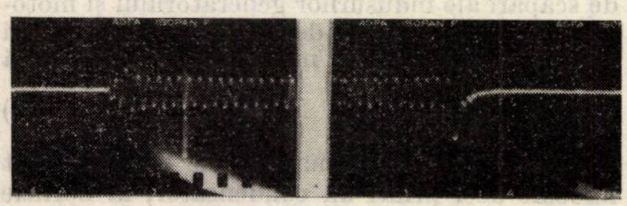


Fig. 21. Întreruperea, respectiv stabilirea bruscă a reacției *PID* a regulatorului în schema modelului din fig. 18.

Reglarea vitezei unui motor de c.c. cu ajutorul regulatorului electronic *PID*

Schema experimentată la platforma de încercare este reprezentată în fig. 1 și a fost realizată cu o amplidină de 3,5 kW și un motor de 3,1 kW, tahogeneratorul generînd o tensiune de 0,11 V/rot/min.

Motorul fiind de putere redusă, amplidina poate fi utilizată direct ca generator [7]. Schema cuprinde două constante de timp preponderente: constanta de timp a circuitului transversal al amplidinei și constanta de timp mecanică a motorului. Constantele de timp mici sînt: constanta de timp a fluxurilor de scăpări ale indusurilor și constanta de timp a înfășurărilor de comandă ale amplidinei, redusă datorită rezistenței interne a pentodelor. Factorul de amplificare al sistemului deschis a fost de peste 500.

Deoarece abaterea staționară la variația sarcinii motorului de la gol la valoarea nominală, precum și abaterea dinamică la variația bruscă a sarcinii, sînt teoretic aceleași în valoare absolută la orice viteză de funcționare (datorită caracteristicilor tip derivație ale motorului), ele se manifestă procentual cel mai puternic la viteze mici de funcționare. La viteze mici apar de asemenea fenomene parazite, ca armonice de frecvență joasă ale tensiunii tahogeneratorului, determinate de excentricitatea rotorului și de crestăturile rotorice.

S-a realizat în condiții bune funcționarea la 1% din viteza nominală a motorului, deci la 30 rot/min = 0,5 rot/s. Abaterea staționară măsurată la variația sarcinii motorului în limitele indicate mai sus a fost sub 2,5%, ceea ce este cu totul admisibil. Aceasta înseamnă că teoretic la viteza nominală abaterea staționară nu depășește $0{,}25^0/_{00}$, ceea ce însă nu a putut fi măsurat. Pentru realizarea unei asemenea precizii este necesar ca elementele schemei să fie de precizie corespunzătoare.

Funcționarea a fost posibilă și la viteza de 15 rot/min = 0,25 rot/s. În cazul unor viteze atît de mici trebuie ținut seama de variațiile posibile de sarcină și rapiditatea lor, deoarece abaterea dinamică procentuală crește mult.

La $1^0/_{00}$ din viteza nominală a motorului, deci la 3 rot/min = 18°/s, viteza motorului a devenit pulsatorie, în ritmul determinat de numărul crestăturilor rotorului tahogeneratorului.

În consecință, regulatorul electronic *PID* s-a comportat normal și a permis reglarea vitezei într-un domeniu de peste 1 :100 cu performanțe bune, exclusiv prin comanda tensiunii aplicate motorului. Regulatorul electronic *PID* poate fi aplicat cu succes și în scheme mult mai complicate.

BIBLIOGRAFIE

[1] KESSLER C.: *Über die Vorausberechnung optimal abgestimmter Regelkreise.* Regelungstechnik 1954, H 12, 1955, H 1, H 2.

[2] DAMSKER D.: *Locul rădăcinii în proiectarea reglării automate a turației motorului alimentat de generator separat.* Automatica și Electronica 1959, nr. 5.

[3] MAIOROV F. V.: *Electronie reguliatort.* Gostehizdat 1956.

[4] M. G. SAY: *Amplificatoare rotative.* Editura Tehnică 1958.

[5] VORONOV A. A.: *Elementele teoriei reglării automate.* Editura Tehnică 1957.

[6] BOSSHARD H.: *Dynamik des drehzahlgeregelten Ward-Leonard-Antriebes.* Regelungstechnik 1956, H 10, H 11.

[7] V. A. NAIDIS: *Elektroprivod podaci tiajiolth stankov.* Elektricestvo 1959, nr. 10.

[8] MEEROV M. V.: *Vedenie v dinamiku avtomaticescovo regulirovania electriceskih masin.* Akademizdat 1956.

[9] BEDERKE H. J.: *Drehzahlgeregelte Leonardantriebe grosser Genauigkeit.* E. und M. H 23 1959 p. 557.

[10] GOLDE E.: *Umformergespeiste Gleichstrom-Umkehrantriebe mit Stromrichtererregung.* AEG Mittlg. 1958, H 11, 12.

LIVIU MACOVEANU *

Voltmetru electrostatic electronic

CZ 621.317.72–523.8

În multe din procesele de producţie se ivesc sarcini electrostatice. Dacă în unele împrejurări aceste sarcini nu produc nici un fel de neplăceri, în schimb alteori ele pot provoca o serie de dificultăţi în însăşi desfăşurarea proceselor tehnologice şi, ceea ce este mai grav, pot da naştere la incendii sau explozii. Pericolul incendiilor sau al exploziilor este deosebit în acele locuri de muncă unde se lucrează cu substanţe inflamabile, care în anumite condiţii pot duce cu destulă uşurinţă la explozii.

Identificarea şi măsurarea ordinului de mărime a potenţialelor electrostatice sînt foarte importante, tocmai în vederea combaterii efectelor negative posibile.

Metodele clasice de măsurare a sarcinilor electrostatice cu ajutorul electroscopului sau al electrometrelor nu sînt suficiente, ele fiind de mult depăşite.

Rezultate mult mai bune în domeniul măsurărilor se pot obţine cu ajutorul voltmetrelor electrostatice. Deşi ca principiu voltmetrele electrostatice sînt foarte simple, în schimb, pentru realizarea lor se cere o mecanică de înaltă precizie, fapt destul de dificil de îndeplinit uneori.

Pe de altă parte voltmetrele electrostatice nu se pot folosi pentru măsurarea potenţialelor reduse, întrucît sensibilitatea lor este mică.

Ţinînd seama de aceste considerente şi de necesitatea realizării unui voltmetru electrostatic cît mai lesne de construit în ţară, care totodată să ofere o sensibilitate mare şi în acelaşi timp o gamă de măsură cît mai extinsă, în cadrul Institutului de cercetări ştiinţifice pentru protecţia muncii al Consiliului Central al Sindicatelor din R.P.R. s-a studiat posibilitatea realizării unui tip de voltmetru electrostatic, echipat cu tuburi electronice.

Spre deosebire de voltmetrele electrostatice, cele de tipul electronic oferă o sensibilitate cu mult mai mare. În acelaşi timp, scările de măsură pot fi lesne comutate, obţinîndu-se în acest mod domenii extinse de măsurare.

Întrucît nu cer o mecanică de înaltă precizie, voltmetrele electrostatice electronice pot fi construite uşor, chiar în cadrul întreprinderilor interesate, cu materiale ce se găsesc în comerţ.

După cum se ştie, sarcinile electrostatice ce apar în procesele industriale sînt caracterizate în general prin diferenţe de potenţial ridicate. Rezistenţa internă a surselor electrostatice fiind foarte mare, spre a nu se produce erori de măsurare, se cere de asemenea o rezistenţă de intrare ridicată la orice voltmetru electrostatic, indiferent de tipul său. Voltmetrele electrostatice clasice cu condensator îndeplinesc această condiţie. Evident că şi voltmetrele electrostatice electronice vor trebui să respecte deci aceeaşi condiţie.

Un voltmetru electrostatic electronic ar trebui să fie conceput fie pe principiul folosirii amplificatoarelor de curent continuu, caz în care măsurarea s-ar face direct, fie pe principiul utilizării amplificatoarelor de curent alternativ, situaţie în care potenţialul continuu al sarcinii electrostatice va fi transformat în curent alternativ, prin intermediul unui traductor adecvat, iar măsurarea s-ar face indirect.

Deşi prima cale pare mai simplă, este totuşi mai dificilă de aplicat în practică, datorită tocmai prezenţei amplificatorului de curent continuu, ce are pronunţate tendinţe de instabilitate, este pretenţios la schimbarea tuburilor electronice şi în general mai greu de pus la punct.

Pentru aceste considerente s-a preferat cea de a doua cale, care prezintă multe avantaje sub aspectul electronic al problemei.

Ca idee de principiu, schema bloc a unui astfel de voltmetru trebuie să cuprindă următoarele elemente: *a)* traductorul; *b)* amplificatorul de audiofrecvenţă, cu instrumentul de măsură şi *c)* sursa de alimentare electrică.

Le vom analiza pe rînd, spre a putea urmări modul în care a decurs realizarea voltmetrului electrostatic electronic, studiat şi realizat în cadrul institutului.

a) *Traductorul.* Din literatura de specialitate se cunosc diverse tipuri de traductoare, cu ajutorul cărora se poate transforma un curent continuu într-un curent alternativ.

Cel mai corespunzător traductor pentru scopul propus trebuie să fie acela care să prezinte o rezistenţă de intrare foarte mare, de ordinul miilor sau zecilor de mii de megohmi, şi să dea la ieşire un curent cît mai sinusoidal cu putinţă.

Ultima condiţie este utilă atunci cînd traductorul urmează să fie conectat la intrare unui amplificator de audiofrecvenţă.

Dacă forma curbei curentului este sinusoidală sau apropiată de aceasta, amplificatorul de audiofrecvenţă se simplifică iar costul său se reduce.

Din diversitatea de traductoare existente, s-a ales tipul capacitiv, rotativ. El este cons-

* Ing. L. MACOVEANU este şeful sectorului electric-electronic şi de dozimetrie de la Institutul de cercetări ştiinţifice pentru protecţia muncii al C.C.S.

tituit din două armături statoare izolate una de alta, dispuse alăturat, în acelaşi plan, iar paralelă cu suprafaţa lor, plasată la o anumită distanţă, se găseşte armătura rotoare. Această armătură este animată de o mişcare circulară, prin intermediul unui ax izolat, cuplat mecanic cu un motor electric. Traductorul este analog unui condensator variabil, de tipul cu statorul secţionat.

În circuitul unde se utilizează traductorul, el se conectează doar cu cele două armături statoare, rotorul său rămînînd liber. În aceste condiţii, traductorul poate fi considerat ca fiind alcătuit din două condensatoare variabile conectate în serie. În consecinţă, capacitatea lui este egală cu jumătate din capacitatea maximă a fiecărei perechi stator-rotor. Totodată, tensiunea sa de lucru se dublează, faţă de tensiunea de lucru a oricăreia din perechile stator-rotor.

Traductoarele capacitive de acest gen, menţionate în literatură, sînt similare condensatoarelor variabile tip „fluture" (butterfly), utilizate în aparatura de unde ultrascurte, din punctul de vedere al profilului armăturilor.

La o învîrtire de 360° a rotorului unui asemenea condensator (presupunînd că iniţial se pleacă de la capacitatea maximă) vom avea capacitatea minimă la 90° raportate la poziţia iniţială, apoi din nou capacitatea maximă la 180°, urmînd un minimum de capacitate la 270°, pentru a se ajunge din nou la capacitatea maximă, la 360°. Deci, într-o rotire completă de 360°, se va obţine de două ori capacitatea maximă şi de două ori cea minimă. Curba de variaţie a capacităţii este funcţie de profilul plăcilor statoare şi al celor rotoare.

Să presupunem că vom conecta una din armăturile statoare la polul pozitiv al unei surse electrostatice. Dacă în acest moment armătura rotoare va fi astfel plasată încît condensatorul să prezinte maximum de capacitate, pe armătura rotoare vor apare prin inducţie electrostatică sarcini de semn opus celor de pe armătura statoare conectată la polul sursei electrostatice.

Deci în cazul exemplului luat, pe rotor vor fi sarcini negative.

Printr-un nou proces de inducţie electrostatică, pe cea de a doua armătură statoare vor apare sarcini opuse celor de pe rotor. În consecinţă, pe a doua armătură, vor exista sarcini de acelaşi semn cu cele ale polului sursei electrostatice. Ordinul de mărime al potenţialului electrostatic de pe cea de a doua armătură va fi funcţie de capacitatea totală a condensatorului. Evident că el va fi foarte mic, aproape de zero, cînd capacitatea condensatorului va fi şi ea minimă, adică atunci cînd armătura rotoare se va găsi deplasată cu un unghi de 90° faţă de axa comună a armăturilor statoare. Dacă cea de a doua armătură statoare este bine izolată de masă, nefiind conectată la o rezistenţă de sarcină exterioară, iar rotorul este pus în mişcare, pe această armătură se adună cu timpul un potenţial din ce în ce mai ridicat dar totdeauna de acelaşi semn.

Dacă se conectează armătura a doua la masă, prin intermediul unei rezistenţe de valoare ridicată (0,5 ... 1 MΩ), procesul ce se produce este diferit. Astfel, în situaţia în care condensatorul are capacitatea maximă, pe armătura a doua va apare un potenţial electrostatic de o anumită valoare, mai redusă decît atunci cînd armătura nu era conectată la rezistenţă. În momentul în care condensatorul îşi micşorează capacitatea, prin învîrtirea rotorului, potenţialul de pe cea de a doua armătură se micşorează, datorită scurgerii sarcinilor la masă, prin rezistenţa conectată. Scurgerea la masă se poate face mai repede sau mai încet, funcţie de constanta RC a circuitului şi diferenţa de potenţial indusă pe această armătură. Se poate alege o asemenea valoare a rezistenţei încît în momentul în care capacitatea condensatorului este minimă, potenţialul pe a doua armătură statoare să fie zero. Întrucît armătura rotoare este în mişcare, de la capacitatea minimă a condensatorului se va tinde din nou către o capacitate maximă, deci se va ajunge iarăşi la un potenţial ridicat pe cea de a doua armătură statoare. În acest mod, pe armătură va apare un potenţial a cărui valoare va varia între zero sau o valoare minimă şi un maximum. Forma curbei de variaţie a potenţialului va fi funcţie de felul curbei de variaţie a capacităţii condensatorului. Spre a se obţine o formă sinusoidală, s-a studiat un anumit profil, atît al armăturilor statoare, cît şi al celei rotoare. În acest sens, pentru armăturile statoare s-a ales o suprafaţă limitată de un contur sinusoidal, realizat prin construcţie grafică, iar pentru armătura rotoare, un contur circular, constînd din două suprafeţe circulare, tangente. Aspectul constructiv al plăcilor statoare şi dimensiunile lor se pot vedea în fig. 1, iar al celei rotoare (inclusiv una din plăcile statoare), în fig. 2. Admiţînd — ca în fig. 2 — o învîrtire a plăcii rotoare din 10 în 10° faţă de placa statoare, în sensul indicat de săgeata din dreapta desenului, apoi planimetrînd suprafeţele succesive notate cu S_1, S_2 ... S_9 şi făcînd calculul capacităţilor succesive corespunzătoare dintre cele două plăci, s-a obţinut o variaţie de capacitate conform curbei din fig. 3. În acest desen, pe ordonată sînt luate valorile capacităţilor exprimate în unităţi de lungime, iar pe abscisă sînt reprezentate deplasările unghiulare, luate în unităţi de lungime arbitrare. După cum se vede şi în figură, curba rezultată este asimilabilă uneia din familia sinusoidelor.

Variaţia sinusoidală a potenţialului a fost de altfel confirmată ulterior, prin măsurările făcute cu ajutorul osciloscopului catodic.

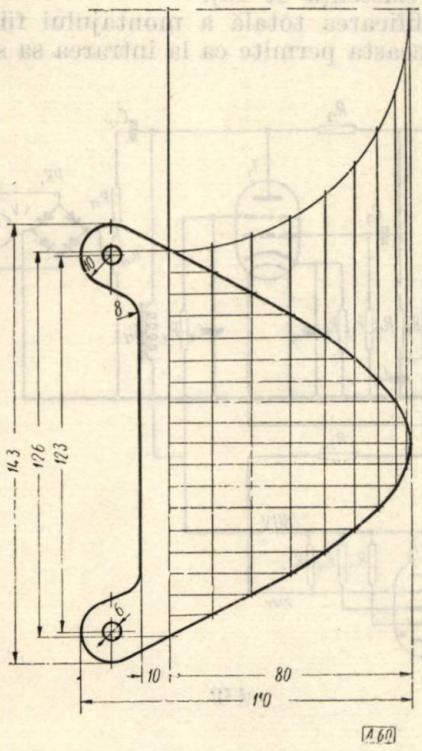


Fig. 1. Armătura statoare a traductorului capacitiv.

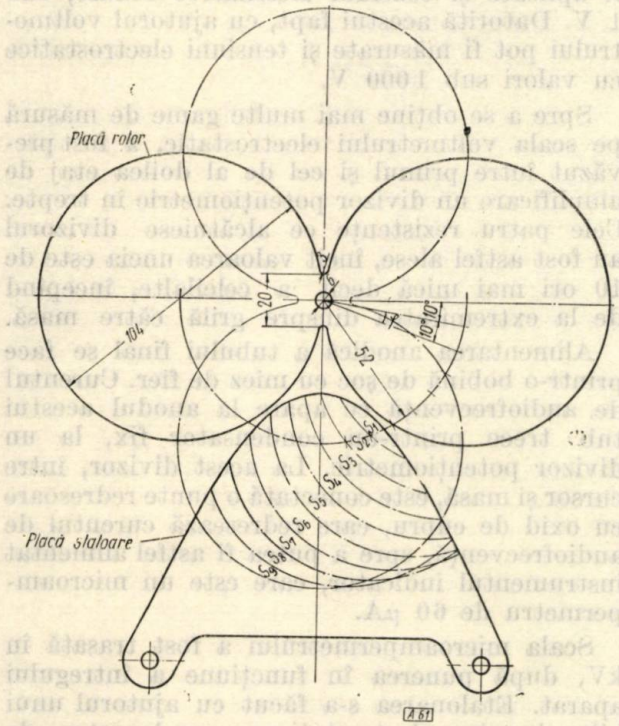


Fig. 2. Armătura rotoare şi statoare a traductorului capacitiv.

Dimensiunile plăcilor statoare şi rotoare, precum şi numărul lor şi distanţa dintre ele, au fost determinate de capacitatea totală necesară a traductorului, ea fiind egală cu 1 pF. În privinţa distanţei dintre plăci (30 mm) a trebuit să se mai ţină seama şi de diferenţele de potenţial la care va fi supus traductorul (maximum 100 kV).

După cum s-a menţionat mai înainte, pentru ca traductorul să funcţioneze în condiţii normale, este necesar ca să fie prevăzut la ieşire cu o rezistenţă de sarcină.

Tensiunea ce va rezulta la bornele acestei rezistenţe va fi exprimată de relaţia:

$$U' \cong 4.\pi \cdot n \cdot \Delta C.R.U. \qquad [V]$$

în care:

n — numărul de rotaţii pe secundă ale rotorului;
C — variaţia maximă a capacităţii condensatorului, în μF;
R — rezistenţa de sarcină, în $M\Omega$;
U — tensiunea, la intrarea condensatorului, în V.

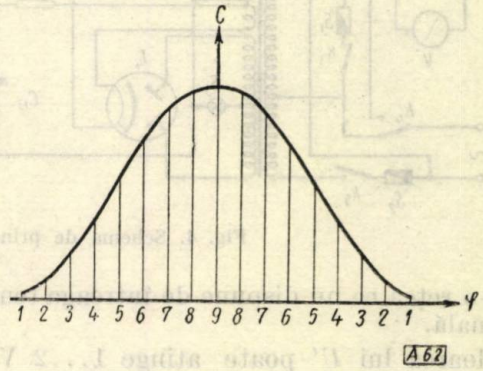


Fig. 3. Diagrama variaţiei de capacitate a traductorului capacitiv, funcţie de unghiul de rotire φ.

Din această relaţie, decurg două observaţii. Mai întîi, întrucît elementul variabil, din afară, este numai U, spre a nu se obţine valori prea mari pentru U', aceasta nefiind nici necesar, rezultă că în general ΔC va avea valori reduse, ceea ce constituie un avantaj, în construirea traductorului. Deci prezintă mai puţină importanţă mărimea capacităţii totale a traductorului, decît variaţia sa de capacitate.

În al doilea rînd, se remarcă faptul că variaţii de ordinul 5...10% ale lui n nu afectează într-o măsură prea mare valoarea lui U'. Aceasta înseamnă că viteza de antrenare a rotorului nu trebuie neapărat menţinută constantă, pentru măsurările uzuale de tensiuni electrostatice. Evident, pentru măsurări de precizie, această viteză va trebui păstrată totuşi constantă.

În montajul realizat practic, s-a prevăzut un reostat pentru reglarea turaţiei motorului electric, precum şi un voltmetru precis, conectat în paralel cu alimentarea acestui motor, astfel încît totdeauna motorul să fie alimentat cu

aceeaşi tensiune la care s-a făcut etalonarea aparatului. La etalonare, tensiunea motorului a fost aleasă cu 20% mai mică decît aceea nominală a reţelei spre a avea o posibilitate de compensare cu ajutorul reostatului în caz că întreg aparatul ar fi alimentat la un moment dat

îmbunătăţirea curbei de răspuns a amplificatorului şi a stabilităţii sale, s-a prevăzut o reacţie negativă, între etajul final şi cel prefinal (rezistenţa R 15).

Amplificarea totală a montajului fiind ridicată, aceasta permite ca la intrarea sa să poată

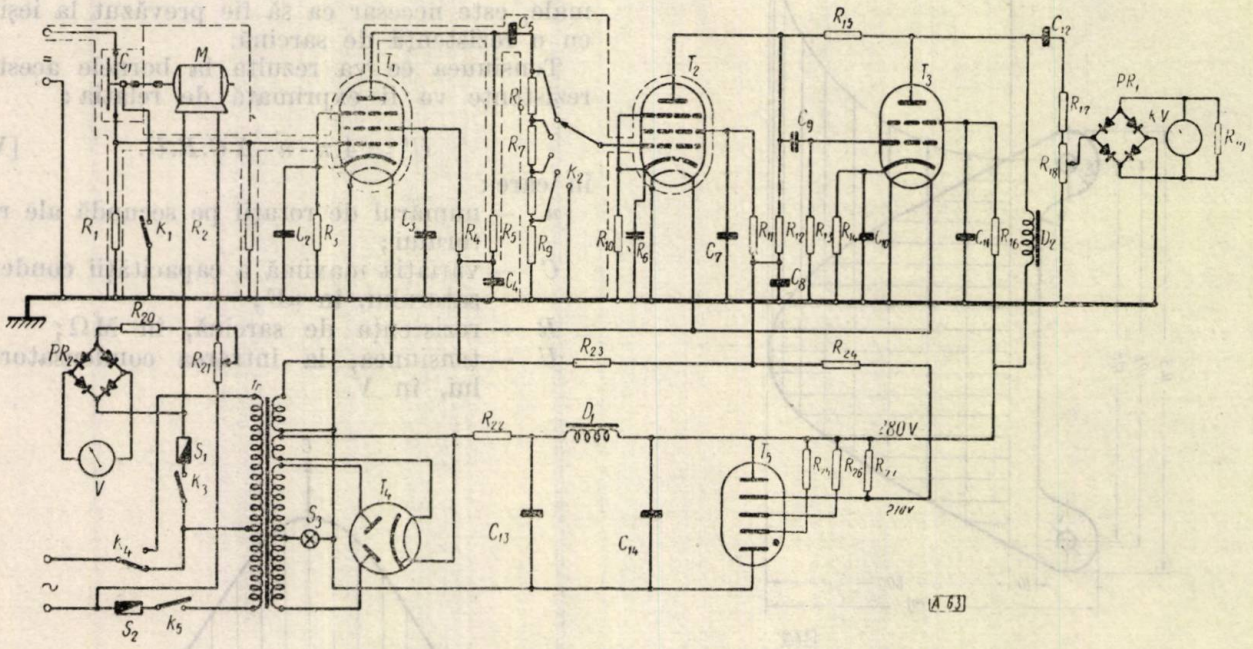


Fig. 4. Schema de principiu a voltmetrului electrostatic electronic.

dintr-o reţea ce nu dispune de întreaga tensiune nominală.

Valoarea lui U' poate atinge 1...2 V, sau mult mai puţin. În raport cu ordinul de mărime al lui U' se determină factorul de amplificare al amplificatorului conectat cu traductorul. Prin folosirea traductorului capacitiv, rezistenţa sa de intrare fiind foarte ridicată, măsurările surselor electrostatice sînt suficient de precise.

S-a insistat îndeosebi asupra traductorului capacitiv, întrucît el reprezintă elementul principal al voltmetrului electrostatic electronic, fiind totodată şi de o concepţie originală.

b) *Amplificatorul de audiofrecvenţă.* Amplificatorul nu este deosebit, faţă de alte amplificatoare de audiofrecvenţă. Din schema sa, prezentată în ansamblu în fig. 4, se constată că este alcătuit din trei etaje de amplificare de tensiune, cu cuplaje *RC*. Pentru primele două etaje au fost utilizate tuburi pentode miniatură, iar pentru etajul final, o tetrodă. S-au preferat tuburile miniatură, întrucît ocupă mai puţin spaţiu decît altele iar aparatul se poate realiza la dimensiuni reduse. Totodată, tuburile alese au un factor de amplificare şi o pantă foarte bună pentru scopul propus.

Din cauza amplificării foarte mari, au trebuit luate măsuri deosebite de ecranare între etaje, a circuitelor de intrare, a tuburilor etc. spre a nu se produce procese de reacţie pozitivă. Pentru

fi aplicate şi tensiuni alternative reduse, sub 1 V. Datorită acestui fapt, cu ajutorul voltmetrului pot fi măsurate şi tensiuni electrostatice cu valori sub 1 000 V.

Spre a se obţine mai multe game de măsură pe scala voltmetrului electrostatic, a fost prevăzut între primul şi cel de al doilea etaj de amplificare un divizor potenţiometric în trepte. Cele patru rezistenţe ce alcătuiesc divizorul au fost astfel alese, încît valoarea uneia este de 10 ori mai mică decît a celeilalte, începînd de la extremitatea dinspre grilă către masă.

Alimentarea anodică a tubului final se face printr-o bobină de şoc cu miez de fier. Curentul de audiofrecvenţă ce apare la anodul acestui tub trece printr-un condensator fix, la un divizor potenţiometric. La acest divizor, între cursor şi masă, este conectată o punte redresoare cu oxid de cupru, care redresează curentul de audiofrecvenţă, spre a putea fi astfel alimentat instrumentul indicator, care este un microampermetru de 60 μA.

Scala microampermetrului a fost trasată în kV, după punerea în funcţiune a întregului aparat. Etalonarea s-a făcut cu ajutorul unui kilovoltmetru electrostatic cu condensator, de tip industrial, producţie sovietică, iar ca sursă electrostatică s-a folosit o maşină Wimshurst.

Este de remarcat faptul că în schemă, conectat de rotorul traductorului capacitiv, este prevăzut

un comutator, notat K_1. Acest comutator a fost necesar, întrucît la potențiale de peste 30 kV, s-a constatat că plexiglasul folosit ca izolant al rotorului traductorului capacitiv se electrizează puternic și păstrează sarcinile electrostatice mai multă vreme, după efectuarea unei măsurări. Din această cauză în asemenea împrejurări acul indicator al instrumentului de măsură nu mai revine la zero, ci la o valoare puțin mai mare, deasupra lui zero. Cu ajutorul comutatorului K_1, în astfel de ocazii, sarcinile acumulate pe materialul izolant sînt dirijate la masă după fiecare măsurare, și deci acul indicator al instrumentului va reveni la poziția normală de zero. Spre a se evita această operație, ar fi preferabil să se folosească ca material izolant pentru rotorul traductorului altceva decît masele plastice, care se electrizează de obicei foarte puternic. Un material corespunzător ar fi ceramica (calit, izolantit sau electroporțelan).

c) *Sursa de alimentare electrică*. Întregul aparat este alimentat din rețeaua de curent alternativ de 120 V, sau de 220 V. Trecerea de la o valoare a tensiunii rețelei la cealaltă se face cu ajutorul comutatorului K_4.

Motorul electric al traductorului capacitiv, de tipul cu colector lamelar, este alimentat la tensiunea de 120 V. Dacă aparatul se conectează la o rețea de 220 V, motorul electric rămîne alimentat tot cu 120 V, întrucît în acest caz el primește curentul din bobinajul primar al transformatorului de rețea al aparatului, transformator ce îndeplinește și funcția de autotransformator pentru motor.

Alimentarea cu curent continuu a aparatului se realizează dintr-o celulă redresoare echipată cu un tub electronic. Tensiunea continuă este stabilizată cu ajutorul unui stabilovolt.

Stabilizarea de tensiune este absolut necesară, pentru toate tuburile aparatului, deoarece altfel măsurările nu sînt reproductibile, nepăstrîndu-se etalonarea aparatului.

Pentru măsurări cu o precizie mai mare, este indicat să se prevadă suplimentar și o stabilizare a tensiunii rețelei, folosindu-se pentru aceasta un sistem ferorezonant. Stabilizarea este necesară mai ales pentru păstrarea unei tensiuni constante la alimentarea motorului electric. Acolo unde variațiile rețelei nu sînt rapide și frecvente, corecția de tensiune pentru motorul electric, în cadrul aparatului de față, se realizează ușor, cu ajutorul reostatului R 21.

Concluzii

Construirea voltmetrului electrostatic electronic nu a fost lipsită de dificultăți, îndeosebi în ce privește traductorul capacitiv. În această direcție, calitatea și felul materialelor izolante au un rol important. Considerăm ca realizare originală tipul de traductor imaginat, capabil să transforme un potențial continuu în unul sinusoidal, spre deosebire de alte tipuri de traductoare, care nu îndeplinesc această condiție.

Precizia aparatului este de cca. 5%, ceea ce este suficient pentru scopurile curente. Se poate obține o precizie și mai mare, dacă se prevede stabilizarea de tensiune a rețelei de alimentare electrică.

Aparatul este portabil, el putînd fi folosit atît în laboratoare, cît și pe teren.

Cu ajutorul acestui voltmetru, s-au realizat o serie de măsurări în cîteva întreprinderi, unde din cauza sarcinilor electrostatice se produceau frecvent incendii.

Astfel, de exemplu la întreprinderea „Cauciucul Quadrat" din București, la mașina de gumat pînza, s-au măsurat tensiuni de 15 kV, iar pe unele curele de transmisie, tensiuni de 3 kV.

Aplicîndu-se procedee adecvate de la caz la caz, potențialele electrostatice periculoase au putut fi reduse la zero, după cum au arătat-o măsurările efectuate ulterior, tot cu ajutorul voltmetrului. Rezultatul final a fost că în întreprinderile respective nu au mai avut loc incendii, la nici unul din aceste locuri de muncă.

BIBLIOGRAFIE

[1] ARUTIUNOV V. G. : *Instrumente și aparate electrice de măsurat*. Ed. Tehnică, 1952.

[2] BABIKOV M. A. : *Aparate electrice*. Ed. Tehnică, 1959.

[3] BUILOV A. I. : *Principiile de construcție a aparatelor electrice*. Ed. Energetică de Stat, 1954.

[4] DROZDOV N. G. : *Electricitatea statică în industrie*. Ed. Energetică de Stat, 1952.

[5] POPOV V. S. : *Măsurări și aparate electrotehnice de măsurat*. Ed. Energetică de Stat, 1953.

[6] SILONOSOV M. A. : *Aparate electrice de măsură și control*. Ed. Energetică de Stat, 1952.

[7] TURICIN A. M. : *Măsurarea electrică a mărimilor neelectrice*. Ed. Tehnică, 1957.

[8] VOSTROKNUTOV N. G. : *Tehnica măsurării mărimilor electrice și magnetice*. Ed. Tehnică, 1951.

CHRISTOFOR VAZACA

Timpul mort în comportarea dinamică a sistemelor automate

CZ 621—52 : 531.768.5

Timp mort şi constantă de timp

În numeroase cazuri de sisteme automate industriale se constată că transmisia semnalelor de comandă prin instalaţia automatizată nu se face instantaneu, cu alte cuvinte timpul de propagare a acestor semnale nu este neglijabil. Acest fenomen este bine cunoscut de cei care studiază sau cercetează, experimental, sistemele automate.

El nu trebuie confundat cu întîrzierea obişnuită sau rămînerea în urmă ce se constată în variaţia mărimii de ieşire (sau efectul) faţă de variaţia mărimii de intrare (sau cauza), în toate sistemele care conţin elemente acumulatoare de energie sau elemente din care rezultă inerţia sistemului şi constantele de timp obişnuite.

Într-un sistem liniar compus din elemente cu constante concentrate, se ştie că răspunsul sistemului se caracterizează prin aceea că mărimea de ieşire începe să varieze de îndată ce apare o variaţie a mărimii de intrare; dacă sistemul are inerţie mare, variaţia mărimii de ieşire poate să întîrzie (sau să rămînă în urmă) mult faţă de variaţia mărimii de intrare, de asemenea forma de variaţie a mărimii de ieşire poate să difere mult (să fie distorsionată) faţă de variaţia mărimii de intrare, în timpul regimului tranzitoriu, dar este caracteristic faptul că sistemul intră instantaneu în regimul tranzitoriu.

Astfel de sisteme sînt descrise de ecuaţii diferenţiale liniare cu coeficienţi constanţi.

În sistemele care au elemente cu constante distribuite, apare, pe lîngă prima formă de întîrziere, o altă formă de întîrziere, denumită „timp mort" sau „întîrziere de transport". În cazul unui timp mort „pur" sau „ideal", variaţia mărimii de intrare nu are nici un efect asupra mărimii de ieşire în primul moment şi pînă la trecerea unui interval de timp T_m, denumit timp mort, după care mărimea de ieşire reproduce exact forma de variaţie a mărimii de intrare; astfel, dacă mărimea de intrare variază în treaptă în momentul t, mărimea de ieşire variază tot în treaptă, însă în momentul $t + T_m$. Cazul timpului mort pur nu se întîlneşte niciodată riguros în practică; sistemele au totdeauna elemente acumulatoare de energie, aşa încît apare totdeauna o întîrziere de tipul celei datorite inerţiei, pe lîngă cea datorită transportului sau propagării cu viteză finită a semnalului. De aceea, după trecerea timpului T_m, variaţia mărimii de ieşire nu reproduce exact forma de variaţie a mărimii de intrare, cît timp durează regimul tranzitoriu.

Pe de altă parte, din punct de vedere practic şi în limitele sensibilităţii aparatelor de măsură, se poate vorbi de un timp mort T_m, cînd în realitate există o variaţie foarte mică a mărimii de ieşire. Cîteva exemple clasice, în care apare timpul mort, sînt: variaţia temperaturii unei camere încălzită de calorifer cînd variază debitul combustibilului în cuptorul instalaţiei, variaţia temperaturii peretelui unui cuptor în funcţie de variaţia debitului de combustibil, variaţia concentraţiei unei soluţii lichide la un punct pe conductă depărtat de locul de amestec al adaosului, variaţia tensiunii electrice pe o linie de transmisie lungă.

Sistemele cu constante distribuite sînt descrise de ecuaţii cu derivate parţiale. Un exemplu este arătat în anexă, unde se mai arată că apariţia timpului mort pur trebuie privită ca un caz particular, idealizat.

Dificultăţile matematice şi metodele de analiză aproximative

Cercetarea comportării dinamice a sistemelor cu constante distribuite introduce dificultăţi matematice însemnate. Metodele cunoscute din teoria liniară a sistemelor automate pentru cercetarea stabilităţii şi a gradului de stabilitate nu mai sînt aplicabile direct.

În literatura matematică modernă se găsesc importante studii în legătură cu această problemă; din păcate însă, acestea nu sînt totdeauna eficace pentru rezolvarea problemelor tehnice, practice.

Pentru a ocoli dificultatea, se consideră că întîrzierea de transport se datorează unui element din sistemul automat care prezintă un timp mort ideal şi care este pus în serie cu celelalte elemente din sistem, presupuse dotate cu inerţie dar cu constante concentrate. Este sarcina inginerului rutinat sau a fizicianului experimentat de a aprecia de la caz la caz, dacă o astfel de ipoteză este valabilă sau nu, cel puţin din punct de vedere practic.

Chiar şi în această ipoteză, dificultăţile analitice sînt destul de mari. De exemplu, membrul întîi al ecuaţiei caracteristice a sistemului nu mai este un polinom, ci o funcţie transcendentă de variabilă complexă $s = \sigma + j\omega$ şi care are un număr infinit de rădăcini.

Pentru practica proiectării se preferă metodele grafoanalitice bazate pe locul de transfer sau răspunsul la frecvenţă. În cele de mai jos, se va arăta cum se modifică clasicele metode

grafo-analitice ale teoriei sistemelor liniare, pentru a ţine seamă de efectul unui element cu timp mort pur, inclus în sistem.

Funcţia de transfer a unui element cu timp mort pur

Mărimile de intrare şi ieşire la un element cu timp mort pur se vor scrie sub forma :

$$x_i(t) = f(t) \cdot u(t) \qquad (1)$$

$$x_e(t) = f(t - T_m) \cdot u(t - T_m). \qquad (2)$$

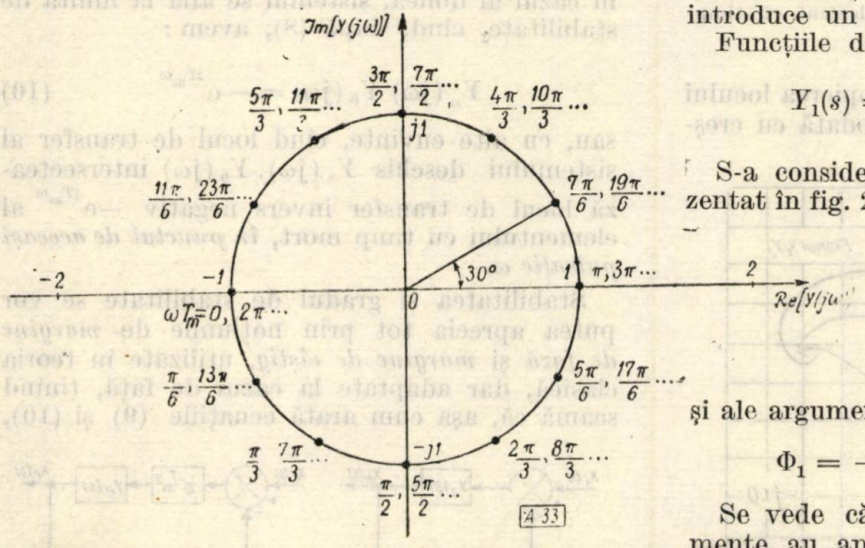


Fig. 1. Locul de transfer invers negativ al elementului cu timp mort pur.

Prin $u(t)$ se înţelege treapta unitate cu moment de apariţie la $t = 0$; aceasta s-a introdus în expresia lui $x_i(t)$ pentru a asigura condiţia ca x_i să fie nul pentru $t < 0$, condiţie necesară pentru a permite aplicarea transformatei Laplace. Treapta unitate $u(t - T_m)$ cu moment de apariţie la $t = T_m$ arată în (2) că x_e este nul pînă la momentul $t = T_m$; x_e apare ca o simplă translaţie în timp a mărimii x_i, deci are exact aceeaşi formă de variaţie ca x_i.

Aplicînd transformata Laplace, se obţine :

$$X_i(s) = F(s)$$

$$X_e(s) = F(s) \cdot e^{-T_m s}$$

De unde, funcţia de transfer este

$$Y_{tm}(s) = \frac{X_e(s)}{X_i(s)} = e^{-T_m s} \qquad (3)$$

Locul de transfer al acestui element este dat de :

$$Y_{tm}(j\omega) = e^{-jT_m\omega} \qquad (4)$$

şi este reprezentat de un cerc cu centrul în originea axelor de coordonate ale planului complex. Cîştigul elementului este independent de frecvenţă şi egal cu unitatea, iar defazajul este negativ şi direct proporţional cu frecvenţa. În fig. 1 s-a reprezentat locul de transfer invers negativ al elementului cu timp mort pur, dat de expresia :

$$-\frac{1}{Y_{tm}(j\omega)} = -e^{jT_m\omega} \qquad (5)$$

Efectul destabilizant al timpului mort

Dacă se compară un element cu timp mort pur cu un element de întîrziere obişnuit, de ordinul întîi, se constată imediat că primul. introduce un defazaj negativ mult mai mare.

Funcţiile de transfer corespunzătoare sînt :

$$Y_1(s) = e^{-T_1 s} \text{ şi } Y_2(s) = \frac{1}{T_2 s + 1}.$$

S-a considerat $T_1 = T_2 = T$ şi s-au reprezentat în fig. 2 variaţiile cu frecvenţa ale modulelor (ale atenuărilor) :

$$|Y_1(j\omega)| = 1 \text{ şi } |Y_2(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}}$$

şi ale argumentelor (ale fazelor) :

$$\Phi_1 = -\omega T \text{ şi } \Phi_2 = -\operatorname{arc\,tg}\, \omega T$$

Se vede că pentru $\omega T < 1$ cele două elemente au aproape efecte echivalente, dar la frecvenţe mari efectul destabilizant al elementului cu timp mort este foarte preponderent.

Acelaşi efect se poate vedea, bineînţeles, şi într-o diagramă a locului de transfer (diagramă Nyquist). Fie o combinaţie serie, ca în fig. 3, a două elemente cu funcţiile de transfer

$$Y_1(s) = e^{-T_m s} \text{ şi } Y_2(s) = \frac{2}{s(s+1)}.$$

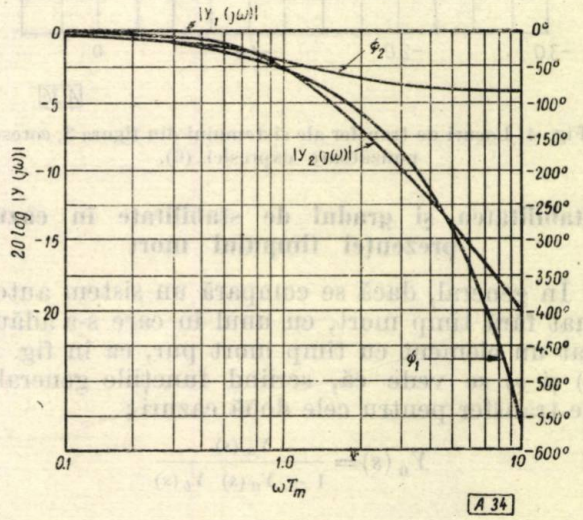


Fig. 2. Diagramele atenuare-frecvenţă şi fază-frecvenţă la un element cu timp mort pur şi la un element de întîrziere de ordinul întîi.

Locul de transfer al sistemului deschis este dat de:

$$Y(j\omega) = e^{-jT_m\omega} \cdot \frac{2}{j\omega(j\omega + 1)} \qquad (6)$$

şi este reprezentat în fig. 4, pentru diferite

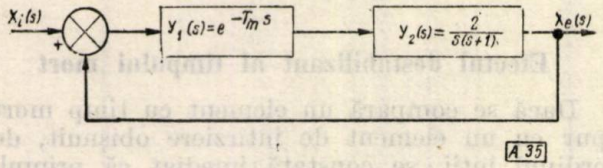


Fig. 3. Sistem automat conţinînd un element cu timp mort pur.

valori T. Se vede cum creşte apropierea locului de transfer de punctul $(-1, j0)$ odată cu creşterea timpului mort T_m.

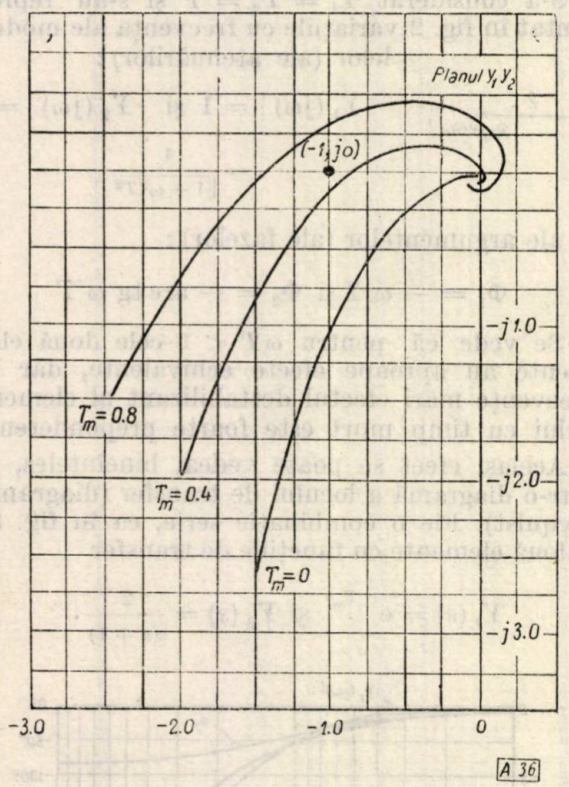


Fig. 4. Locuri de transfer ale sistemului din figura 3, corespunzătoare expresiei (6).

Stabilitatea şi gradul de stabilitate în cazul prezenţei timpului mort

În general, dacă se compară un sistem automat fără timp mort, cu unul în care s-a adăugat un element cu timp mort pur, ca în fig. 5 *a*) şi *b*) se vede că, scriind funcţiile generale de transfer pentru cele două cazuri:

$$Y_0(s) = \frac{Y_a(s)}{1 + Y_a(s)\ Y_b(s)}$$

$$Y_0(s) = \frac{e^{-T_m s}\ Y_a(s)}{1 + e^{-T_m s}\ Y_a(s) Y_b(s)}$$

ecuaţiile caracteristice corespunzătoare sînt:

$$1 + Y_a(s)\ Y_b(s) = 0 \qquad (7)$$

$$1 + e^{-T_m s}\ Y_a(s)\ Y_b(s) = 0. \qquad (8)$$

După cum în cazul întîi sistemul se află la limita de stabilitate, dacă locul de transfer al sistemului deschis (sau al circuitului sistemului) trece prin punctul -1, cum rezultă din (7) sau:

$$Y_a(j\omega)\ Y_b(j\omega) = -1 \qquad (9)$$

în cazul al doilea, sistemul se află la limita de stabilitate, cînd, după (8), avem:

$$Y_a(j\omega)\ Y_b(j\omega) = -e^{jT_m\omega} \qquad (10)$$

sau, cu alte cuvinte, cînd locul de transfer al sistemului deschis $Y_a(j\omega).Y_b(j\omega)$ intersectează locul de transfer invers negativ $-e^{jT_m\omega}$ al elementului cu timp mort, *în punctul de aceeaşi pulsaţie* ω.

Stabilitatea şi gradul de stabilitate se vor putea aprecia tot prin noţiunile de *margine de fază* şi *margine de cîştig*, utilizate în teoria clasică, dar adaptate la cazul de faţă, ţinînd seamă că, aşa cum arată ecuaţiile (9) şi (10),

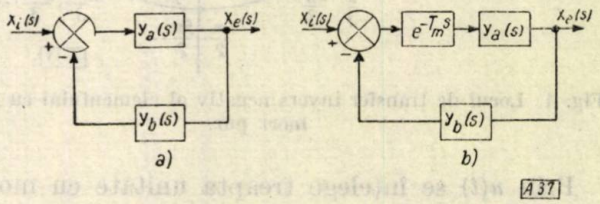


Fig. 5. Sistem automat cu şi fără timp mort.

punctul critic $(-1, j0)$ din planul complex a fost înlocuit cu un cerc critic, care este locul de transfer invers negativ al elementului cu timp mort pur.

Dacă notăm:

$$Y_a(j\omega)\ Y_b(j\omega) = A(\omega)\, e^{j\Phi(\omega)} \qquad (11)$$

$A(\omega)$ este modulul (atenuarea) şi $\Phi(\omega)$ este argumentul (faza) locului de transfer al sistemului deschis fără timp mort.

Pentru locul de transfer al sistemului deschis cu timp mort, avem:

$$Y(j\omega) = e^{-T_m j\omega} Y_a(j\omega) Y_b(j\omega) = A(\omega) e^{j[\Phi(\omega) - T_m\omega]} \qquad (12)$$

atenuarea este $A(\omega)$, aceeaşi ca şi fără timp mort, iar faza este $\Phi'(\omega) = \Phi(\omega) - T_m\,\omega$ şi rezultă $|\Phi'(\omega)| > |\Phi(\omega)|$ pentru că $\Phi(\omega)$ este negativ.

Stabilitatea şi gradul de stabilitate se vor aprecia fie la pulsaţia ω_π, cînd faza este:

$$\Phi'(\omega_\pi) = \Phi(\omega_\pi) - T_m\,\omega_\pi = -\pi \qquad (13)$$

iar condiția de stabilitate este:

$$A(\omega_\pi) < 1 \qquad (14)$$

fie la pulsația ω_c, cînd atenuarea este:

$$A(\omega_c) = 1 \qquad (15)$$

iar condiția de stabilitate este:

$$\Phi'(\omega_c) = \Phi(\omega_c) - T_m \omega_c > -\pi \qquad (16)$$

sau $|\Phi'(\omega_c)| < \pi$

Ne vom mulțumi aici să folosim cazul pulsației ω_c. Potrivit cu ecuația (16), se înțelege că la un sistem stabil avem:

$$\Phi(\omega_c) - T_m\omega_c = -\pi + \gamma \qquad (17)$$

sau

$$\Phi(\omega_c) = -\pi + T_m\,\omega_c + \gamma \qquad (17')$$

în care γ este pozitiv; acest unghi γ este marginea de fază. La un sistem instabil γ este negativ. Gradul de stabilitate (sau de instabilitate) se apreciază analog cu cele știute din teoria sistemelor fără timp mort, după mărimea lui γ.

În fig. 6 se arată cum se determină grafic unghiul, cunoscînd locul de transfer invers negativ al elementului cu timp mort (ca în fig. 1) și locul de transfer al sistemului deschis, considerat fără timp mort. La intersecția celor două locuri (trasate bineînțeles la aceeași scară) se determină pulsația ω_c, adică pulsația pentru care $A(\omega_c) = 1$.

Aplicînd relația (17') rezultă imediat determinarea unghiului γ, cum se arată în fig. 6 *. Unghiul γ_0 este marginea de fază în cazul cînd $T_m = 0$; se vede din nou cum gradul de stabilitate scade prin apariția lui T_m, în adevăr

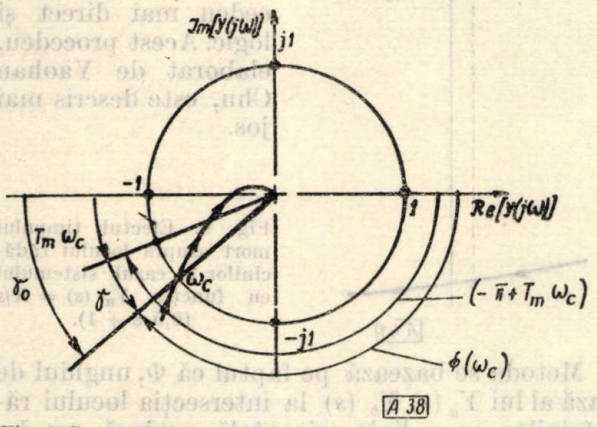


Fig. 6. Determinarea grafică a marginii de fază, cînd există un element cu timp mort pur.

* În cazul acestei construcții grafice și în relațiile scrise aici, s-a considerat că $\Phi(\omega_c)$ este negativ și mai mic decît π în valoare absolută, ceea ce este adevărat pentru sistemele de fază minimă. De notat însă că sistemul în ansamblu, adică inclusiv elementul cu timp mort, nu mai este de fază minimă.

$\gamma < \gamma_0$. Deoarece γ trebuie să îndeplinească condiția $\gamma \geqslant 0$ pentru ca sistemul să fie stabil, rezultă o condiție pentru timpul mort $T_m \leqslant \frac{\gamma_0}{\omega_c}$.

În cazul unui loc de transfer de forma arătată în fig. 7, sînt trei pulsații critice ω_{c_1}, ω_{c_2}, ω_{c_3} și

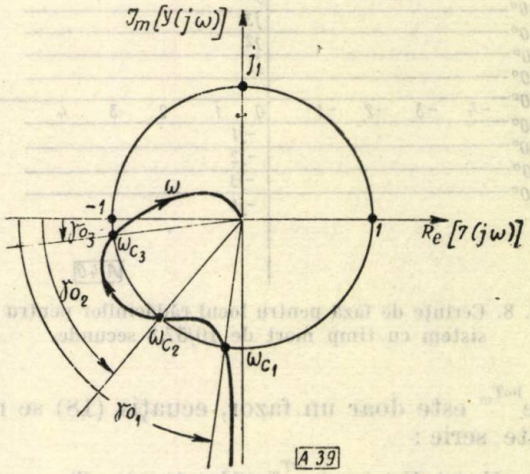


Fig. 7. Marginea de fază în cazul mai multor puncte critice.

avem de considerat trei situații. Presupunînd că în sistem pot fi excitate toate pulsațiile de la 0 pînă dincolo de ω_{c_3}, condiția cea mai grea este

$$T_m < \frac{\gamma_{0_3}}{\omega_{c_3}}$$

care impune valoarea cea mai mică pentru timpul mort. De obicei criteriul de stabilitate se formulează numai pentru timpul mort cel mai mic.

Cele două cazuri arătate în figurile 6 și 7 corespund evident unor sisteme „condițional stabile", adică a căror stabilitate depinde de valoarea timpului mort; numai dacă locul de transfer nu intersectează cercul critic, sistemul este „absolut stabil". Noțiunile de condițional stabil și absolut stabil pot fi însă înțelese și în sensul celor cunoscute la teoria sistemelor fără timp mort, adică legate de cîștigul sistemului. Pentru un timp mort dat, orice sistem este condițional stabil în funcție de cîștig, deoarece chiar dacă locul de transfer este cuprins inițial în cercul critic (unitar), prin mărirea cîștigului el poate ajunge să intersecteze acest cerc și, de la o anumită valoare a cîștigului în sus, să devină instabil.

Metoda locului rădăcinilor aplicată la sistemele cu timp mort

Trasarea locului rădăcinilor în cazul unui sistem cu timp mort este cu mult mai dificilă decît în cazul cînd timpul mort lipsește.

Ecuaţia caracteristică (8) poate fi scrisă sub forma:

$$Y_a(s)\, Y_b(s) = -\, e^{\sigma T_m} e^{j\omega T_m}, \qquad (18)$$

prin înlocuirea $s = \sigma + j\omega$. Apoi, ţinînd seamă

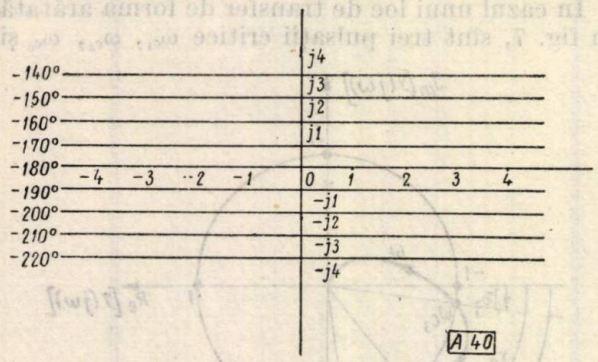


Fig. 8. Cerinţe de fază pentru locul rădăcinilor pentru un sistem cu timp mort de 10/57,3 secunde.

că $e^{j\omega T_m}$ este doar un fazor, ecuaţia (18) se mai poate scrie:

$$Y_a(s)\, Y_b(s) = e^{\sigma T_m} |\underline{(2k+1)\pi + \omega T_m},$$

$$k = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots \qquad (19)$$

ceea ce se poate desface în două ecuaţii scalare

$$|Y_a(s)\, Y_b(s)| = e^{\sigma T_m} \qquad (20)$$

$$\Phi = (2k+1)\,\pi + \omega\, T_m,\ k = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots \qquad (21)$$

în care Φ este argumentul vectorului $Y_a(s)\, Y_b(s)$.

Dacă n-ar fi existat timpul mort, am fi avut:

$$|Y_a(s)\, Y_b(s)| = 1 \qquad (22)$$

$$\Phi = (2k+1)\pi,\ k = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots \qquad (23)$$

Se vede că trasarea locului rădăcinilor pentru sistemul cu timp mort diferă de trasarea în cazul sistemului fără timp mort. În cazul al doilea suma algebrică a unghiurilor de fază a vectorilor din toate polurile şi zerourile finite ale lui $Y_a(s)\, Y_b(s)$ la un punct de pe loc trebuie să fie $-180°$ (sau ceva echivalent), indiferent de regiunea din planul s care se consideră; pe cînd în primul caz suma algebrică cerută a unghiurilor de fază de la toate polurile şi zerourile finite ale lui $Y_a(s)\, Y_b(s)$ variază cu distanţa de la locul considerat la axa reală a planului s.

Este deci convenabil, cînd se trasează locul rădăcinilor pentru un sistem cu timp mort, să se traseze mai întîi o familie de linii orizontale în planul s, ca în fig. 8. După relaţia (19), la intersecţia unui loc al rădăcinilor cu o linie aflată la distanţa de ω unităţi deasupra axei reale, unghiul de fază al lui $Y_a(s)\, Y_b(s)$ trebuie să fie $(2k+1)\,\pi + \omega T$ radiani. Odată ce cunoaştem valoarea lui T_m, linia orizontală poate fi calibrată pentru unghiul de fază cerut al lui $Y_a(s)\, Y_b(s)$. Aceasta s-a făcut în fig. 8 pentru $T_m = 10/57{,}3$ s.

Este evident acum că locul rădăcinilor pe axa reală nu este afectat de prezenţa timpului mort din sistem (cu singura excepţie că scara de cîştig pentru astfel de porţiuni ale locului rădăcinilor este multiplicată cu un factor „e"). Ramurile complexe ale locului sînt însă modificate de prezenţa timpului mort. Pentru cazul simplu, cînd

$$Y_a(s) = \frac{K}{s\,(0{,}5\ s+1)} \text{ şi } Y_b(s) = 1$$

ramurile complexe iau forma din fig. 9. Dacă se introduce un timp mort $T_m = 0{,}5$ s în serie cu $Y_a(s)$, atunci ramurile complexe se înconvoaie spre dreapta şi intră în semiplanul drept, cum arată linia plină. Se vede deci şi aici efectul de destabilizare a timpului mort. Mai mult decît atît, introducerea timpului mort face să apară noi rădăcini complexe, departe de origine.

În fig. 9 s-au arătat numai două din numărul infinit de locuri suplimentare.

Cînd funcţia de transfer a circuitului $Y_a(s)\, Y_b(s)$ are un număr mic de poluri şi zerouri finite, atunci locul rădăcinilor pentru sistemul cu timp mort se poate trasa printr-o metodă de tatonare fără mare dificultate*.

Cînd însă numărul polurilor şi zerourilor finite devine mare, acest procedeu este foarte laborios şi devine necesar un procedeu mai direct şi logic. Acest procedeu, elaborat de Yaohan Chu, este descris mai jos.

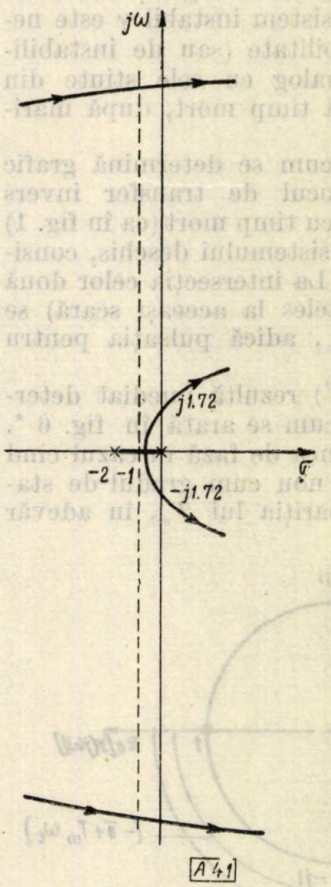


Fig. 9. Efectul timpului mort asupra locului rădăcinilor în cazul sistemului cu funcţia $Y_a(s) = K/s\,(0{,}5\ s+1)$.

Metoda se bazează pe faptul că Φ, unghiul de fază al lui $Y_a(s)\, Y_b(s)$ la intersecţia locului rădăcinilor cu o linie orizontală, variază cu deplasarea liniei orizontale de la axa reală. Dacă ar fi să trasăm locul punctelor în care $\Phi = -175°$, atunci determinînd punctele de in-

* Trebuie observat că trasarea acestor locuri este cu mult mai laborioasă decît trasarea locurilor pentru acelaşi sistem, fără timp mort, deoarece în ultimul caz se pot folosi asimptotele ca ghid de alegere a punctelor de încercare.

tersecţie ale acestui loc cu linia orizontală, pe care faza se cere să fie —175°, s-ar obţine un grup de puncte pe locurile rădăcinilor. La fel, trasînd locul punctelor la care $\Phi = -170°$ şi

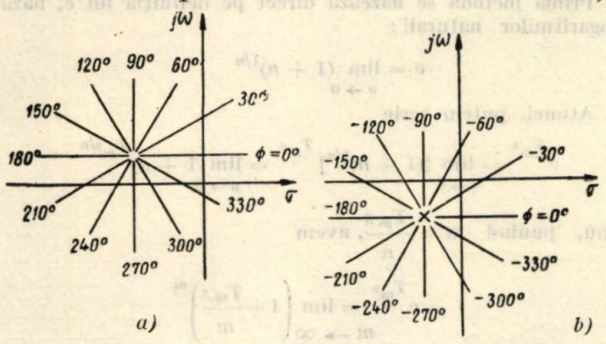


Fig. 10. Locuri ale unghiului de fază pentru un pol şi un zero.

determinînd intersecţiile acestui loc cu linia orizontală, pe care se cere ca Φ să fie — 170°, se poate obţine un al doilea grup de puncte pe locurile rădăcinilor. Apoi, repetînd acest procedeu pentru mai multe alte unghiuri de fază (—165°, —160°, —155° etc.) se pot obţine su-

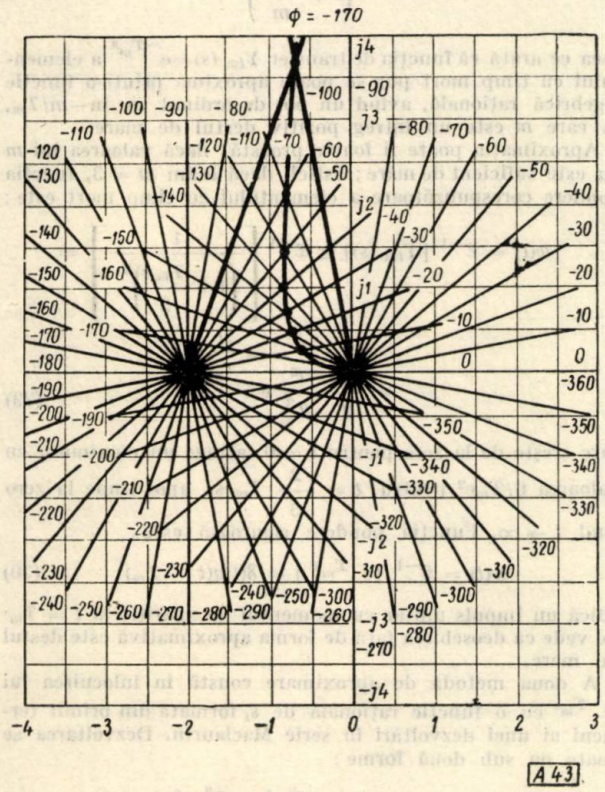


Fig. 11. Determinarea locului unghiului de fază $\Phi = -170°$, în cazul $Y(s) = \dfrac{K}{s(s+2)}$.

ficiente grupuri de puncte care să definească locul rădăcinilor cu o precizie satisfăcătoare.

În sfîrşit, locul rădăcinilor se poate trasa unind punctele corespunzătoare printr-o linie continuă. Locurile pentru care Φ are o valoare constantă sînt denumite „locurile unghiului de fază". Pentru $\Phi = -170°$, de exemplu, se obţine locul de fază —170° al lui $Y_a(s)\, Y_b(s)$.

Locurile unghiului de fază se pot obţine într-un mod direct, după cum urmează. Faza lui $Y_a(s_0)\, Y_b(s_0)$ este suma unghiurilor de fază a vectorilor din polurile şi zerourile finite ale lui $Y_a(s)\ Y_b(s)$ la punctul s_0. Deci, locurile unghiului de fază pentru o funcţie de transfer dată se pot obţine din locurile unghiului de fază a diferitelor poluri şi zerouri ale acelei funcţii de transfer.

Locurile unghiului de fază pentru funcţia de transfer

$$Y_1(s) = K(s - z) \tag{24}$$

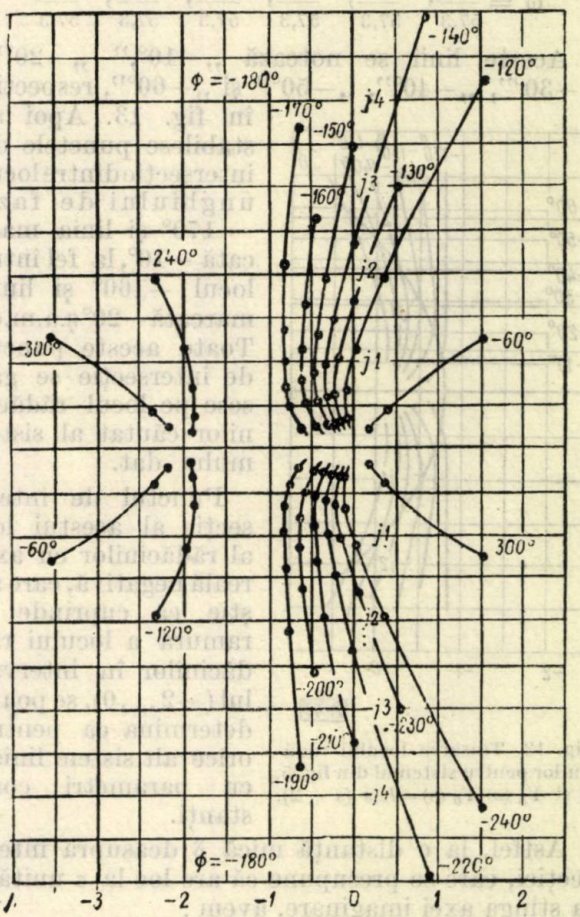


Fig. 12. O familie de locuri ale unghiului de fază, în cazul $Y(s) = \dfrac{K}{s(s+2)}$.

sînt linii radiale pornind din z, aşa cum se arată în fig. 10, *a*), iar locurile unghiului de fază pentru funcţia

$$Y_2(s) = \frac{K}{s - p} \tag{25}$$

sînt linii radiale plecînd din p, aşa cum se arată în fig. 10, *b*).

În figurile 11 şi 12 se arată cum se obţin locurile unghiului de fază pentru un caz mai complicat

$$Y(s) = \frac{K}{s(s+2)} \tag{26}$$

suprapunînd locurile de fază corespunzătoare funcției $\frac{1}{s}$ și funcției $\frac{1}{s+2}$.

După ce s-au trasat locurile unghiului de fază pentru funcția $Y(s) = Y_a(s)\ Y_b(s)$ se poate obține locul rădăcinilor pentru sistemul din fig. 5, *b*), în care $T_m = 0{,}5$ s.

Întîi se suprapun liniile orizontale pe locurile unghiului de fază din fig. 12 pentru

$$\omega\ T_m = \frac{10}{57{,}3},\ \frac{20}{57{,}3},\ \frac{30}{57{,}3},\ \frac{40}{57{,}3},\ \frac{50}{57{,}3},\ \frac{60}{57{,}3}$$

sau

$$\omega = \frac{20}{57{,}3},\ \frac{40}{57{,}3},\ \frac{60}{57{,}3},\ \frac{80}{57{,}3},\ \frac{100}{57{,}3},\ \frac{120}{57{,}3}$$

Aceste linii se notează „−10°," „−20°", „−30°", „−40°", „−50°" și „−60°", respectiv în fig. 13. Apoi se stabilesc punctele de intersecție dintre locul unghiului de fază −170° și linia marcată −10°, la fel între locul −160° și linia marcată −20° ș.a.m.d. Toate aceste puncte de intersecție se găsesc pe locul rădăcinilor căutat al sistemului dat.

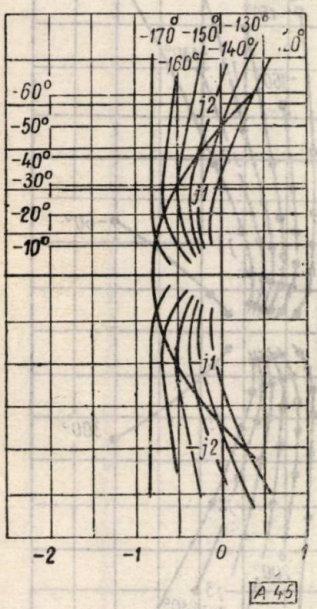


Fig. 13. Trasarea locului rădăcinilor pentru sistemul din fig. 5, *b*) și $Y_a(s)\ Y_b(s) = K/s\ (s+2)$.

Punctul de intersecție al acestui loc al rădăcinilor cu axa reală negativă, care se știe că cuprinde o ramură a locului rădăcinilor în intervalul (−2 . . . 0), se poate determina ca pentru orice alt sistem liniar cu parametri constanți.

Astfel, la o distanță mică δ deasupra intersecției, care se presupune că are loc la ε unități la stînga axei imaginare, avem :

$$-\frac{\delta}{2-\varepsilon} - \left(\pi - \frac{\delta}{\varepsilon}\right) \cong \pi + \delta T_m$$

de unde, pentru $T_m = 0{,}5$, se obține $\varepsilon = 0{,}76$.

În sfîrșit, unind punctele determinate mai sus, se obține locul rădăcinilor în partea superioară a planului s ca în figura 13. Locul în jumătatea de jos a planului se poate determina prin reflecție față de axa reală. Pentru a nu încărca figura, nu s-au arătat în figura 13 locurile suplimentare din figura 9.

Metode analitice aproximative

Pentru a putea aplica metodele analitice obișnuite de analiză a stabilității unui sistem cu timp mort, se înlocuiește funcția de transfer care conține un termen transcendent, printr-o funcție algebrică rațională, după care se poate utiliza criteriul Routh-Hurwitz sau alte criterii algebrice.

Pentru înlocuirea termenului $e^{-T_m s}$ s-au utilizat mai multe metode.

Prima metodă se bazează direct pe definiția lui e, baza logaritmilor naturali :

$$e = \lim_{n \to 0} (1+n)^{1/n}$$

Atunci, putem scrie

$$e^{T_m s} = \lim_{n \to 0} [(1+n)^{1/n}]^{T_m s} = \lim_{n \to 0} (1+n)^{T_m s/n}$$

sau, punînd $m = \frac{T_m s}{n}$, avem

$$e^{T_m s} = \lim_{m \to \infty} \left(1 + \frac{T_m s}{m}\right)^m$$

De unde, putem scrie :

$$e^{-T_m s} = \lim_{m \to \infty} \frac{1}{\left(1 + \frac{T_m s}{m}\right)^m} \cdot \qquad (27)$$

În mod aproximativ, luînd o valoare finită pentru m, avem

$$e^{-T_m s} \cong \frac{1}{\left(1 + \frac{T_m s}{m}\right)^m} \qquad (28)$$

ceea ce arată că funcția de transfer $Y_{tm}(s) = e^{-T_m s}$ a elementului cu timp mort pur se poate aproxima printr-o funcție algebrică rațională, avînd un pol de ordinul m în $-m/T_m$, în care m este un întreg pozitiv destul de mare.

Aproximația poate fi foarte proastă, dacă valoarea lui m nu este suficient de mare ; astfel, dacă luăm $m = 3$, funcția pondere corespunzătoare a elementului cu timp mort este :

$$w(t) = \mathfrak{L}^{-1}\ [Y_{tm}(s)] \cong \mathfrak{L}^{-1} \left[\frac{1}{\left(1 + \frac{T_m s}{3}\right)^3}\right] =$$

$$= \frac{27}{2} \frac{t^2}{T_m^3} e^{-\frac{3t}{T_m}} \qquad (29)$$

care crește de la zero pentru $t = 0$, atinge un maximum cu valoarea $6/T_m e^2$ pentru $t = \frac{2}{3} T_m$ și apoi tinde la zero cînd $t \to \infty$. Funcția pondere riguroasă este :

$$w(t) = \mathfrak{L}^{-1}\ [e^{-T_m s}] = \delta(t) u(t - T_m) \qquad (30)$$

adică un impuls unitar cu momentul de apariție la $t = T_m$. Se vede că deosebirea față de forma aproximativă este destul de mare,

A doua metodă de aproximare constă în înlocuirea lui $e^{-T_m s}$ cu o funcție rațională de s, formată din primii termeni ai unei dezvoltări în serie Maclaurin. Dezvoltarea se poate da sub două forme :

$$e^{-T_m s} = 1 - T_m s + \frac{T_m^2 s^2}{2!} - \frac{T_m^3 s^3}{3!} + \ldots \qquad (31)$$

$$e^{-T_m s} = \frac{1}{1 + T_m s + T_m^2 s^2/2! + T_m^3 s^3/3! + \ldots}; \qquad (32)$$

expresia a doua se poate obține scriind dezvoltarea în serie a lui $e^{T_m s}$ și apoi luînd inversul expresiei.

Se înțelege că aproximația cu primii termeni este valabilă numai dacă produsul $T_m s$ este destul de mic ; cînd T_m este mare sau s este mare (adică în punctele din planul s

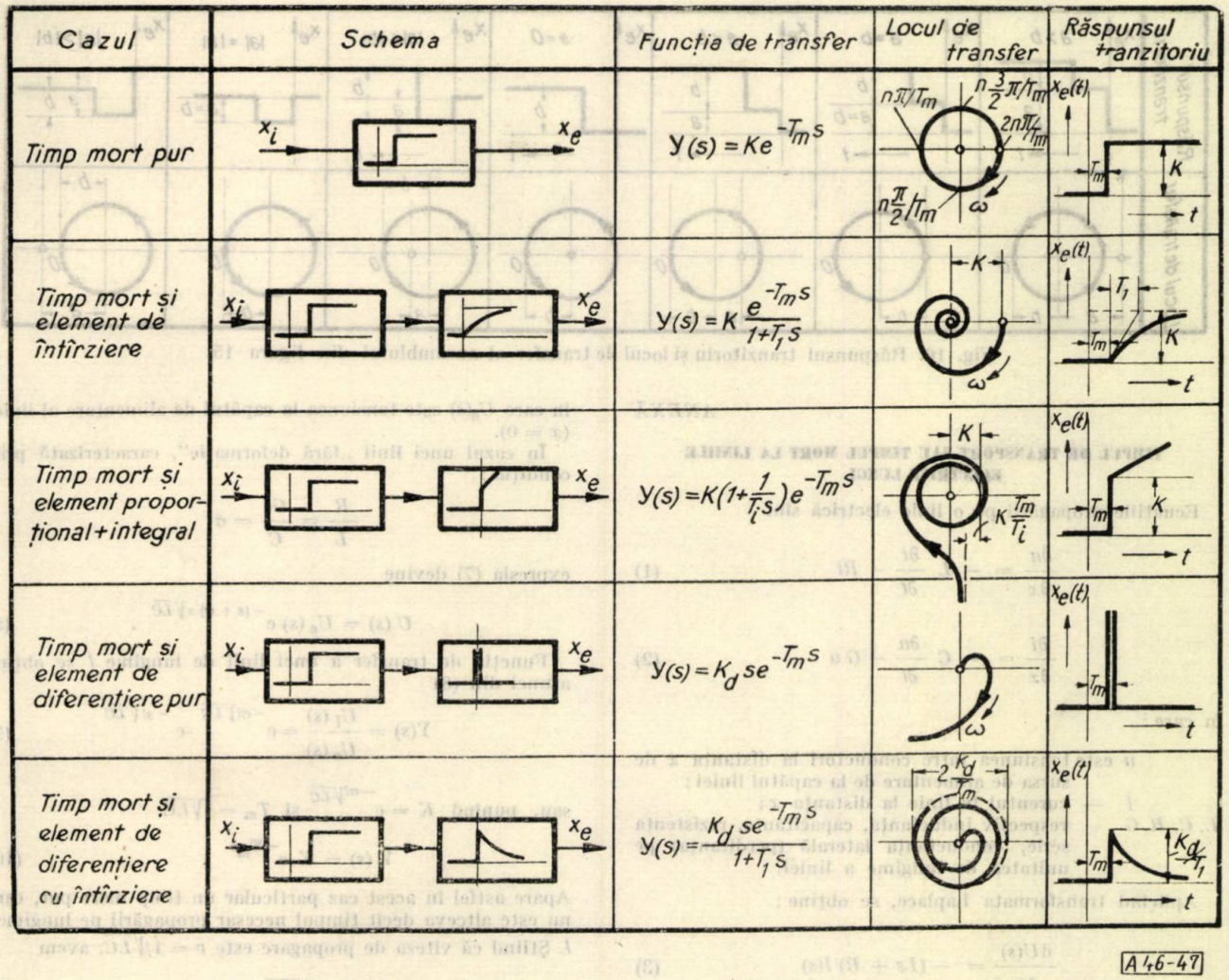


Fig. 14. Combinații serie cu un element de timp mort.

departe de origine), rezultatele obținute cu expresia aproximativă pot fi destul de eronate.

Dacă se aplică criteriul lui Routh-Hurwitz la ecuația caracteristică care rezultă după înlocuirea funcției de transfer transcendentă a sistemului printr-una rațională, valabilitatea aproximației este determinată de valorile lui s pentru care rădăcinile ecuației caracteristice trec în semiplanul drept. Se vede deci că dezavantajul principal al oricărei aproximări analitice constă în faptul că numărul termenilor necesari pentru o precizie satisfăcătoare nu poate fi stabilit decît după ce aproximația s-a utilizat pentru a determina regiunea interesantă din planul s. Este vorba de o serie de tatonări care trebuie făcute.

S-au utilizat o mare varietate de metode analitice pentru determinarea unor funcții algebrice raționale pentru aproximarea lui $e^{-T_m s}$; printre acestea, cele mai des utilizate sînt expresiile lui Padé, care se găsesc de pildă în lucrarea lui J. G. Truxal.

Toate aceste metode analitice duc însă la utilizarea unor polinoame în analiza stabilității, al căror grad devine prea mare, mai ales dacă funcția de transfer a sistemului fără timp mort este ea însăși complicată.

De aceea, în proiectare se preferă metodele grafo-analitice indicate mai sus.

Combinații de elemente în care intră timpul mort

Pentru a obține o imagine sugestivă a efectului timpului mort în răspunsul tranzitoriu s-au reprezentat în figurile 14, 15 și 16 diferite combinații serie și paralel cu indicarea locului de transfer și a răspunsului tranzitoriu produs de o variație treaptă la intrare. În toate cazurile s-a considerat că timpul mort apare izolat într-un element cu întîrziere de transport de tip ideal. În realitate, timpul mort nu apare izolat în aplicațiile industriale, ci întîrzierea de transport apare de obicei combinată cu întîrzierea datorită inerției. Exemplul din anexă

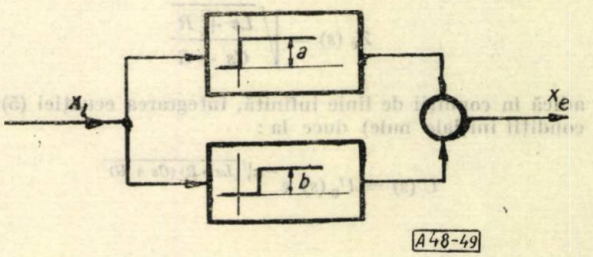


Fig. 15. Două elemente cu timp mort, în paralel.

vrea să arate cum, chiar în cazul unui element fizic clasic în ce privește întîrzierea de transport (linia electrică lungă), timpul mort pur nu apare decît ca un caz cu totul particular.

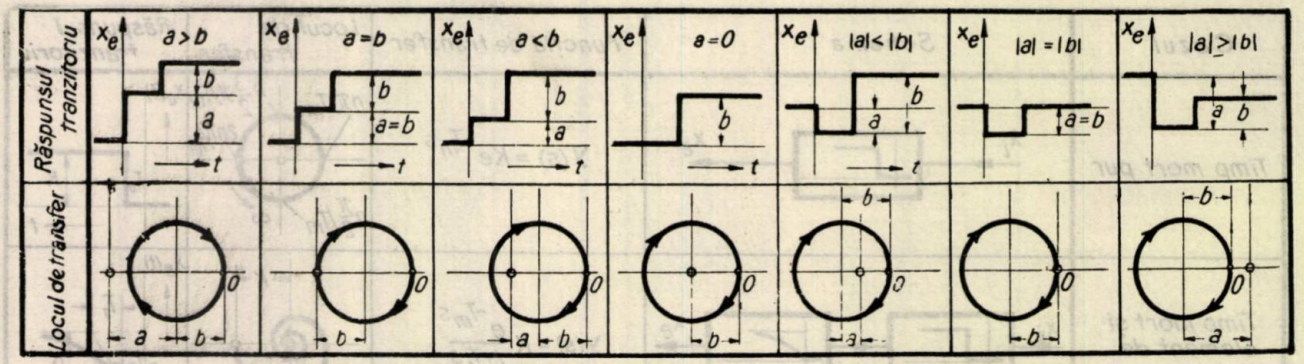


Fig. 16. Răspunsul tranzitoriu şi locul de transfer al ansamblului din figura 15.

ANEXĂ

TIMPUL DE TRANSPORT SAU TIMPUL MORT LA LINIILE ELECTRICE LUNGI

Ecuaţiile propagării pe o linie electrică sînt

$$\frac{\partial u}{\partial x} = - L \frac{\partial i}{\partial t} - Ri \tag{1}$$

$$\frac{\partial i}{\partial x} = - C \frac{\partial u}{\partial t} - G u \tag{2}$$

în care :

u este tensiunea între conductori la distanţa x de sursa de alimentare de la capătul liniei ;
i — curentul în linie la distanţa x ;
L, C, R, G — respectiv inductanţa, capacitanţa, rezistenţa serie, conductanţa laterală (perditanţa) pe unitatea de lungime a liniei.

Aplicînd transformata Laplace, se obţine :

$$\frac{\mathrm{d}U(s)}{\mathrm{d}x} = - (Ls + R) I(s) \tag{3}$$

$$\frac{\mathrm{d}I(s)}{\mathrm{d}x} = - (Cs + G) U(s) \tag{4}$$

eliminînd pe I, rezultă :

$$\frac{\mathrm{d}^2 U(s)}{\mathrm{d}x^2} - \lambda^2 U(s) = 0 \tag{5}$$

în care $\lambda^2 = (Cs + G)(Ls + R)$.

Dacă linia lucrează pe impedanţa caracteristică

$$Z_c(s) = \sqrt{\frac{Ls + R}{Cs + G}} \tag{6}$$

adică în condiţii de linie infinită, integrarea ecuaţiei (5) (cu condiţii iniţiale nule) duce la :

$$U(s) = U_0(s)\, \mathrm{e}^{-x\sqrt{(Ls+R)(Cs+G)}} \tag{7}$$

în care $U_0(s)$ este tensiunea la capătul de alimentare al liniei ($x = 0$).

În cazul unei linii „fără deformaţie", caracterizată prin condiţia :

$$\frac{R}{L} = \frac{G}{C} = \sigma$$

expresia (7) devine

$$U(s) = U_0(s)\, \mathrm{e}^{-(s+\sigma)x\sqrt{LC}} . \tag{8}$$

Funcţia de transfer a unei linii de lungime l se obţine atunci din (8)

$$Y(s) = \frac{U_l(s)}{U_0(s)} = \mathrm{e}^{-\sigma l\sqrt{LC}} \cdot \mathrm{e}^{-sl\sqrt{LC}} \tag{9}$$

sau, punînd $K = \mathrm{e}^{-\sigma l\sqrt{LC}}$ şi $T_m = l\sqrt{LC}$

$$Y(s) = K\, \mathrm{e}^{-T_m s} . \tag{10}$$

Apare astfel în acest caz particular un timp mort pur, care nu este altceva decît timpul necesar propagării pe lungimea l. Ştiind că viteza de propagare este $v = 1/\sqrt{LC}$, avem

$$T_m = l\sqrt{LC} = l/v. \tag{11}$$

Linia atenuează ($K < 1$), dar nu deformează. Dacă la intrarea liniei, tensiunea u_0 variază în treaptă, la ieşirea ei apare, după T_m secunde, o variaţie tot în treaptă a tensiunii.

BIBLIOGRAFIE

[1] YAOCHAN CHU : *Feedback Control System with Deadtime Lag or Distributed Lag by Root-Locus Method.* Trans. AIEE, Vol. *70*, Part. III, p. 1439—1445, 1951.
[2] V. V. SOLODOVNIKOV : *Osnovii avtomaticeskovo regulirovania*, Maşghiz, Moscova, 1954.
[3] J.G. TRUXALL : *Automatic Feedbock Control System Synthesis.* Mc Graw-Nill, New-York, 1955.
[4] V.V. SOLODOVNÍKOV : *Grundlagen der selbsttätigen Regelung*, Teil I, VEB Verlag Technik, Berlin, 1958.
[5] M. A. AIZERMAN : *Lekţii po teorii avtomaticeskovo regulirovania.* Gos. Izd. Fiz.—Mat. Literaturi, Moscova, 1958.
[6] G. J. MURPHY : *Control Engineering*, D. Van Nostrand, New-York, 1959.
[7] W. OPPELT : *Kleines Handbuch Technischer Regelvorgänge*, Verlag Chemie, Weinheim, 1960.

NOTE DE LABORATOR

SERGIU DUMITRESCU

Instalaţie portabilă de carotaj radioactiv tip *PR*-2

CZ 550.835

Extinderea metodelor radioactive de prospectare a găurilor de sonde în practica de şantier a geofizicii din ţara noastră, în scopul determinării orizonturilor productive de cărbune, petrol şi gaze, a condus la o rapidă creştere a necesarului de aparatură radiometrică.

Raportul prezentat de tov. Gh. Gheorghiu-Dej la cel de-al III-lea Congres al P.M.R. precizează că pentru lărgirea bazei proprii de materii prime se prevede atît o creştere a lucrărilor de prospecţiune (prospecţiuni geologice, geofizice, foraj structural şi de referinţă), cît şi mărirea eficienţei acestor lucrări în vederea scăderii cheltuielilor făcute pentru descoperirea unei tone de rezerve.

Lucrările de diagrafie radioactivă în sondele vechi tubate, în vederea găsirii de noi orizonturi productive, extinderea lucrărilor cu radioizotopi în vederea controlării stării tehnice a sondelor în exploatare, au arătat utilitatea unui echipament de carotaj radioactiv portabil.

În cadrul laboratorului de cercetări din Întreprinderea de carotaj şi perforare a fost realizat de către autor împreună cu ing. Balica Dumitru un panou de carotaj radioactiv cu două canale de înregistrare şi osciloscop catodic — pentru controlul vizual atît al electrodei de fund cît şi al panoului însuşi.

Permiţînd măsurarea la o singură lansare a aparatului în gaura de sondă a doi parametri simultan (gamma şi neutron gamma, sau gamma şi neutron-neutron etc.) se scurtează durata operaţiei de carotaj, permiţînd totodată o mai bună corelare a celor două informaţii.

Faţă de panoul portabil cu un singur canal existent din import, panoul portabil de carotaj radioactiv tip *PR*-2 are o serie de avantaje:

— este înzestrat cu osciloscop catodic, ceea ce permite un control vizual comod al stării funcţionale atît a aparatului de fund cît şi a panoului de suprafaţă;

— este compartimentat, ceea ce asigură o depanare rapidă şi permite înlocuirea unui bloc defect cu altul bun chiar de către un nespecialist;

— sistemul de măsurare a impulsurilor pe principiul variaţiei vitezei medii de măsurare realizează o sensibilitate ridicată, ceea ce este util în special la lucrările de prospectare prin tubing cu electrod de carotaj radioactiv de diametru redus, tip *DCR*—1,2 şi *NN*—1,2

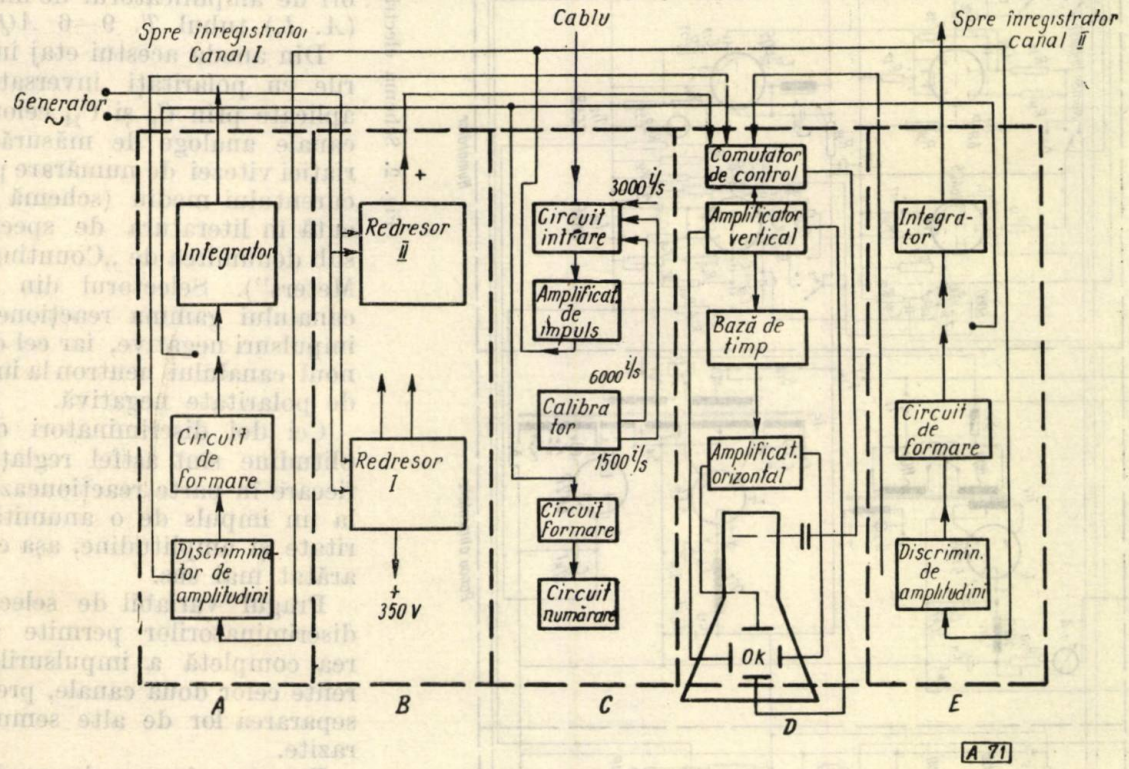


Fig. 1. Schema bloc a aparatului portabil de carotaj radioactiv *PR*—2.

*) S. DUMITRESCU este inginer la Întreprinderea de carotaj şi perforare — Ploieşti.

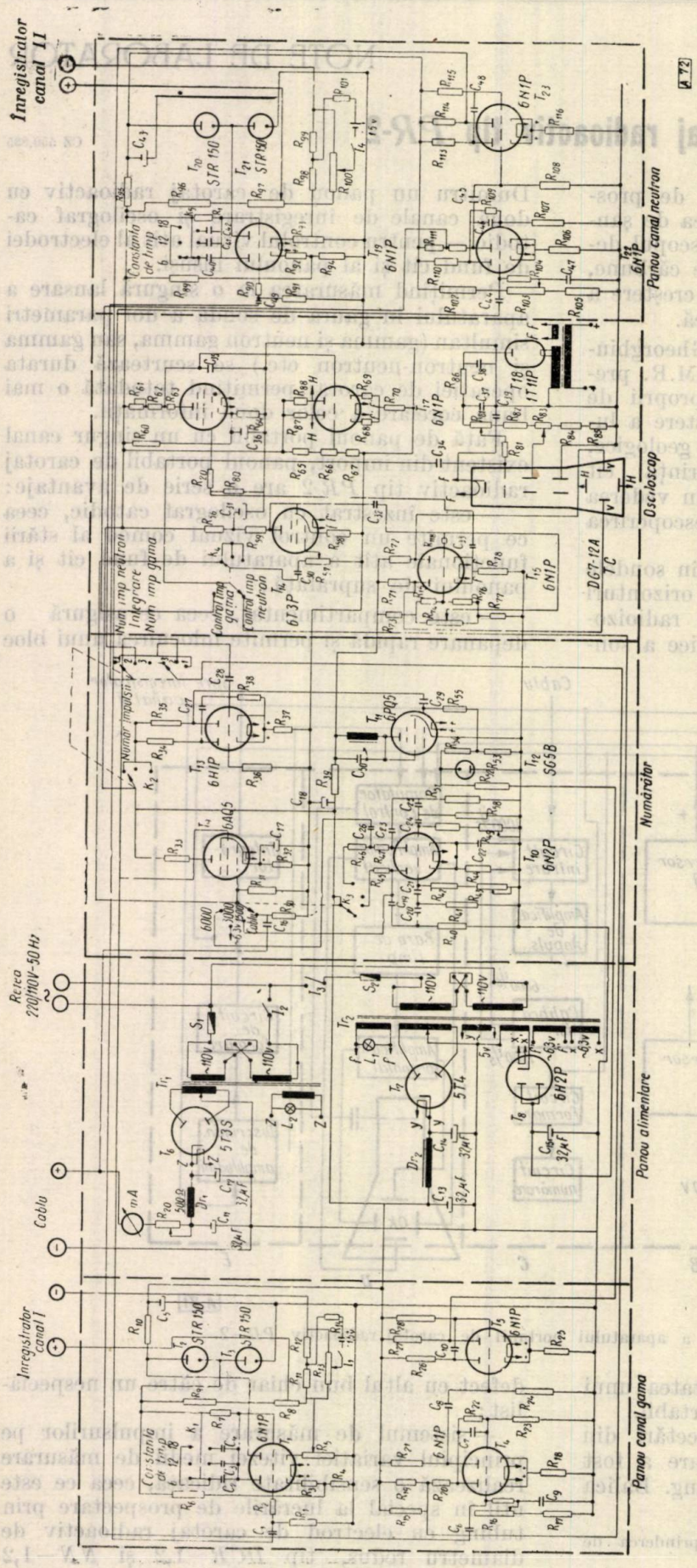


Fig. 2. Schema electrică.

(produse în I.C.P.), în care numărul de contoare redus conduce la o sensibilitate de asemenea mai mică;

— în vederea folosirii aparatului *PR*—2, împreună cu aparatura de fund dotată cu contoare de scintilație (cu eficiență mult mai mare) se înlocuiește panoul gamma cu un altul modificat în consecință. (Putere de rezoluție mai mare, constantă de timp diferită).

Înregistrarea curbelor se face fie cu ajutorul potențiometrelor semiautomate, fie al celor automate de tip electronic. În fig. 1 se arată schema bloc a aparatului portabil de carotaj radioactiv *PR*—2, iar în fig. 2 se dă schema electrică.

Impulsurile, avînd polaritate pozitivă sau negativă, sosesc prin cablu de la electrodul introdus în gaura de sondă, ajungînd în circuitul de intrare (*C. I.*), fiind amplificate de aproximativ opt ori de amplificatorul de impulsuri (*A. I.*) tubul *T.* 9—6 *AQ.5*.

Din anoda acestui etaj impulsurile cu polarități inversate sînt aplicate prin C_6 și C_{14} celor două canale analoge de măsură a variației vitezei de numărare pe baza curentului mediu (schemă cunoscută în literatura de specialitate sub denumirea de „Counting Rate Meters"). Selectorul din panoul canalului gamma reacționează la impulsuri negative, iar cel din panoul canalului neutron la impulsul de polaritate negativă.

Cei doi discriminatori de amplitudine sînt astfel reglați încît fiecare în parte reacționează doar la un impuls de o anumită polaritate și amplitudine, așa cum s-a arătat mai sus.

Pragul variabil de selectare al discriminatorilor permite separarea completă a impulsurilor aferente celor două canale, precum și separarea lor de alte semnale parazite.

Deoarece în caz de neadaptare sau defecte pe cablu impulsurile apar puternic deformate, s-a prevăzut posibilitatea de control vizual cu ajutorul osciloscopului catodic al funcționării selectorilor formați din etajele T_4 și respectiv T_{22} (*6 N. 1 P*).

Pentru aceasta, din anoda T_4, respectiv T_{22} se ia un impuls de

polaritate pozitivă cu care se modulează în intensitate partea impulsului „selectată".

Din discriminator, impulsurile trec în circuitul de formare realizat de un univibrator cu cuplaj catodic T_5, respectiv T_{23} (*6.N.1.P.*).

Impulsurile astfel standardizate în amplitudine şi durată de polaritate pozitivă atacă circuitul integrator cu tuburi cu vid.

Sub influenţa acestora, condensatorul C_{2-4}, C_{40-42} se încarcă cu o sarcină electrică proporţională cu numărul de impulsuri sosite.

Descărcarea condensatorilor din pauza dintre impulsuri se face pe rezistenţa R_7, R_{117}, cu o constantă de timp egală cu produsul lor.

Tensiunea de la bornele sale se măsoară cu ajutorul voltmetrului electronic, format din jumătatea din dreapta a tuburilor T_1 (T_9).

Tensiunea de curent continuu ce se obţine la ieşire, necesară acţionării sistemului de înregistrare, se culege de pe potenţiometrii R_8 (R_{97}) montaţi pe panoul frontal al canalelor respective.

Pentru numărarea directă a impulsurilor oricărui canal serveşte circuitul de declanşare, format din tubul T_{13} (*6.N.1.P.*) şi celula de numărare cu numărătorul mecanic tip *S.B.1.*

Circuitul de declanşare este analog circuitelor de formare ale celor două canale şi are rolul ca printr-o formare suplimentară a impulsurilor să îmbunătăţească stabilitatea circuitului de numărare în timpul funcţionării acestuia.

De la univibratorul T_{13}, impulsurile sînt aplicate amplificatorului de putere T_{11} (*6.A.Q.5*) a cărui sarcină anodică este constituită de înfăşurarea numărătorului mecanic.

Calibratorul format din tubul T_{10} (*6.N.2.P.*) serveşte pentru verificarea şi etalonarea aparaturii de suprafaţă.

Pentru calibrare la intrarea canalelor de măsură se aplică o tensiune sinusoidală de frecvenţă (1 500 impulsuri/min) (25 Hz), 3 000 impulsuri/min (50 Hz) şi 6 000 impulsuri/min) (100 Hz).

Calibrarea pe 3 000 impulsuri/min se face de la reţeaua de 50 Hz.

Frecvenţele de 1 500 impulsuri/min (25 Hz) şi 6 000 impulsuri/min (100 Hz) sînt furnizate

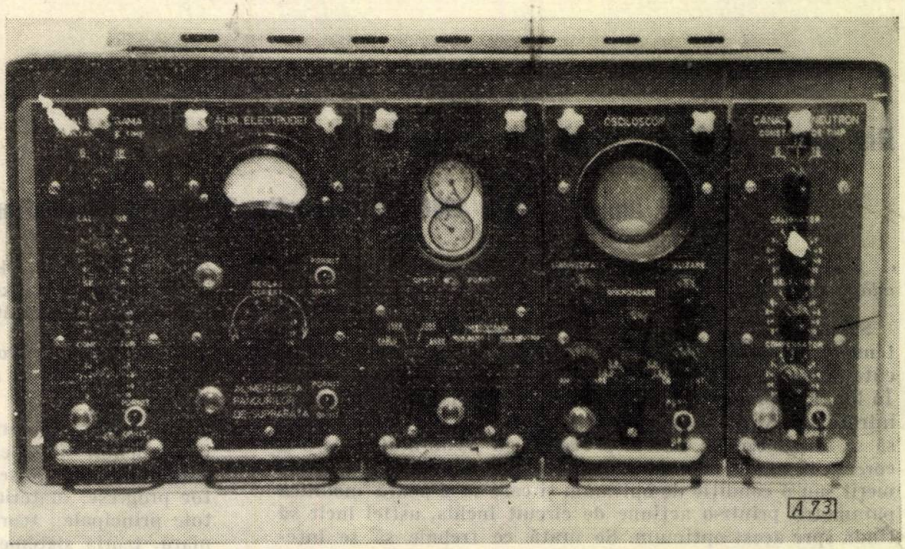


Fig. 3. Vederea din faţă a panoului.

de generatori $R-C$ cu celule de defazare formate de cele două jumătăţi ale dublei triode T_{10} (*6.N.2.P.*).

Alimentarea aparatului de suprafaţă se face de la un mic grup electrogen sau dacă sonda are reţea de tensiune de la reţeaua acesteia.

Alimentarea dispozitivelor de fund se face de la redresorul *II* echipat cu tuburi $5.T_3$, după schema obişnuită.

Reostatul P_{29} serveşte atît ca sarcină pentru aparatul de fund, cît şi pentru ajustarea curentului de alimentare.

Valoarea acestui curent se citeşte cu ajutorul instrumentului (mA) montat pe panoul frontal.

Calităţile remarcabile ca: robusteţe, siguranţă în exploatare, sensibilitate mărită, manipulare uşoară, ce s-au dovedit în cîteva luni de exploatare neîntreruptă pe şantierele petrolifere ale ţării, au permis trecerea la multiplicarea acestui aparat, iar sub varianta *P.R.—3*, s-a trecut la realizarea unui aparat de carotaj radioactiv destinat staţiilor automate.

În fig. 3 se arată panoul văzut din faţă.

BIBLIOGRAFIE

[1] TĂNĂSESCU T.: *Manual de tuburi şi circuite electronice*, vol. II, Edit. Acad. R.P.R., 1957.

[2] MEEROVICI L. C., ZELICENKO L. G.: *Impulsnaia tehnika* Ed. II. Sovetskoe radio, Moscova, 1951.

[3] SAVIN A. A.: *Metode radiotehnice pentru studiul radiaţiilor* Edit. Tehnică, Bucureşti, 1957.

[4] KOMAROV S. G.: *Avtomaticeskie apparatura dlea gheofiziceskih isledovanii v skvojineh*, Gostoitehizdat, 1955.

[5] BARSUKOV O. A. dr: *Radiooksivnie issledovania neftianih skvojin*, Gostoitehizdat, Moscova, 1958.

CRONICA

Din lucrările Congresului IFAC — Moscova

27 iunie—7 iulie 1960, Butterworths Scientific Publications, London, 1960

J. E. GIBSON — *Sisteme automate auto-optimalizabile sau adaptive* (pp. 147—153)

CZ 621—53

Se arată insuficienţa metodelor clasice de proiectare a sistemelor automate, liniare sau neliniare, care presupun cunoscute formele mărimilor exterioare la care va fi supus sistemul. În loc de a proiecta un sistem care să facă faţă la mărimi de intrare sau variaţii de parametrii anticipate, este preferabil să se imagineze un sistem prevăzut cu posibilitatea de a-şi corecta în mod continuu performanţa în raport cu o cifră de merit sau o condiţie de optimum şi care să-şi poată modifica parametrii printr-o acţiune de circuit închis, astfel încît să tindă spre acest optimum. Se arată ce trebuie să se înţeleagă în mod corect prin sistem auto-optimalizabil sau adaptiv. Se discută diferite cifre de merit şi se propun criterii pentru un sistem automat adaptiv, ideal. Se discută unele probleme care apar în sistemele adaptive multidimensionale complicate şi se descrie un model de calculator digital pentru studiul sistemelor automate adaptive. Acest model are o mare generalitate şi flexibilitate.

J. G. HARICOSTE — *Aplicaţiile calculatorilor digitali la comanda proceselor* (pp. 166—170)

CZ 681.142 : 621—52

Utilizarea calculatorilor în comanda automată a trecut de faza de cercetare şi a intrat acum în cîmpul industrial. Se arată că înainte de a decide utilizarea calculatorilor în sistemele de comandă industriale este necesar să se facă un studiu preliminar, care cuprinde două etape :

1. Studiul procesului care trebuie automatizat. Se definesc obiectivele şi limitările procesului, după care se arată în articol două metode pentru găsirea condiţiilor de reglare optimă. Una din metode constă în studierea unui model matematic al procesului fie direct, printr-o cale teoretică, fie pe cale experimentală. După ce s-au obţinut ecuaţiile de răspuns, se poate găsi reglarea optimă fie direct prin calcul, fie printr-o *metodă a gradientului*, fie uneori printr-o *programare liniară*. În a doua metodă, nu se foloseşte un model matematic al procesului, ci se fac măsurători asupra procesului însăşi, dînd diferitelor variabile mici variaţii în jurul punctului de funcţionare nominal. Aceasta este aşanumita *metodă a evoluţiei*.

2. Studiul instrumentaţiei disponibile. După ce se demonstrează interesul utilizării calculatorilor digitali în reglarea automată se descriu pentru exemplificare caracteristicile unei instalaţii comerciale. Procesul tehnologic este o schemă simplificată de izomerizare a butanului în fază lichidă, folosind drept catalizator clorură de aluminiu. Se arată ecuaţiile procesului şi avantajele optimalizării şi se descrie schema completă de reglare în care intră un calculator digital.

În încheiere se fac consideraţii economice dînd unele rezultate cifrice obţinute în reglarea automată a unei instalaţii de fabricat amoniac, cu calculator digital. La acest exemplu, beneficiul realizat permite amortizarea instalaţiei în aproximativ un an.

J. A. ASELTINE — *Analiza sistemelor de reglare în impulsuri neliniare prin metoda planului fazelor incremental* (pp. 202—209)

CZ 621—53

Articolul descrie planul fazelor incremental pentru analiza sistemelor testate sau în impulsuri. Metoda se poate aplica la sistemele în impulsuri de ordinul doi neliniare, într-un mod analog cu aplicarea planului fazelor în sistemele continuie. Se reaminteşte metoda transformatei în Z şi se discută obţinerea ecuaţiei de diferenţe pentru un sistem de reglare în impulsuri. Se introduce un plan al fazelor în care se trasează relaţia dintre variabila sistemului şi prima sa diferenţă. Se obţin traectorii în planul fazelor incremental pentru sisteme de ordinul doi. Se exemplifică utilizarea metodei la sisteme conţinînd neliniarităţi de diferite tipuri.

E. I. JURY — *Progrese recente în domeniul sistemelor de reglare digitale şi în impulsuri* (pp. 240—246).

CZ 621—53

Se descriu pe scurt unele progrese realizate în ultimii ani în domeniul sistemelor de reglare digitale şi în impulsuri. Trecerea în revistă se limitează la aspectele teoretice ale acestor progrese. Materialul este clasificat în următoarele capitole principale : teoria liniară, teoria statistică, teoria neliniară, teoria sistemelor cu parametrii variabili, sisteme de reglare digitale. La fiecare capitol se dă o scurtă descriere a metodelor de analiză şi proiectare, arătînd obiectivele şi realizările principale.

R. E. ANDEEN — *Analiza sistemelor cu elemente neliniare* (pp. 247—252)

CZ 621—53

Se descrie o metodă grafică, bazată pe construcţia traectoriilor în planul fazelor, pentru determinarea mărimii de ieşire a sistemelor în circuit deschis sau închis, care folosesc semnale în impulsuri cu variaţia amplitudinii impulsurilor sau a duratei impulsurilor. Se arată de asemenea o metodă de tratare a unui sistem neliniar cu o mărime de intrare continuă. Utilizarea planului fazelor limitează în fond aplicarea metodei la sisteme care se pot reprezenta prin ecuaţii de forma

$$X'' + g(x, x')\, X' + (x, x')\, x = F.$$

YAO TZU LI şi W. E. VANDER VELDE — *Filosofia sistemelor adaptive neliniare* (pp. 259—265)

CZ 621—53

Prima parte a articolului defineşte adaptabilitatea răspunsului dinamic al sistemelor de reglare şi stabileşte o metodă pentru specificarea ei în mod cantitativ. Pentru a ilustra principiul se analizează posibilitatea de adaptabilitate a unui sistem simplu de cîştig mare.

Partea a doua introduce o metodă nouă de analiză a răspunsului dinamic al unui sistem neliniar. Acest nou concept uşurează studiul adaptabilităţii sistemului neliniar în funcţie de caracteristicile sistemului.

Partea a treia a articolului prezintă o metodă sistematică pentru proiectarea unui sistem neliniar astfel încît să satisfacă specificaţii date pentru adaptabilitatea răspunsului dinamic.

J. FIETT, J. GRADOWSKI, L. LUKASZEWICZ, S. MAJERSKI, T. PIETRZYKOWSKI şi Z. SAWICKI — *Calculatorul digital electronic „SKRZAT 1" pentru reglarea automată a proceselor tehnologice* (pp. 289—292)

CZ 681.142—523.8 : 621—53

Se descriu principalele caracteristici ale calculatorului digital electronic „SKRZAT 1" construit de ZAMPAN (Centrul de cercetări pentru calculul electronic al Academiei de Ştiinţe din Polonia). Acest calculator foloseşte elemente diode cu ferită. Maşina este de tipul serie-paralel şi execută 8 000 adunări şi scăderi pe secundă sau peste 1 500 înmulţiri pe secundă. Frecvenţa de repetiţie este 200 RH_z. Intrarea şi ieşirea informaţiilor se face cu ajutorul unor convertori de tipul analog-digital şi digital-analog. Instalaţia este destinată rezolvării problemelor de reglare automată a proceselor tehnologice, ca de exemplu sinteze chimice, distilări, procese în furnale. Articolul prezintă descrierea generală a calculatorului şi a elementelor fundamentale, sistemul de acumulare a datelor prin ferite, principiul funcţionării dispozitivului de ieşire al calculatorului.

E. H. GAMBLE — *Cîteva aplicaţii practice ale dispozitivelor de reglare adaptive simple pentru ameliorarea performanţei sistemului* (pp. 325—330)

CZ 621—53

Pentru trei cazuri de aplicaţie, se arată cum poate fi ameliorată performanţa sistemului de reglare cu ajutorul unor dispozitive simple auto-adaptive. Astfel, la prima aplicaţie, introducerea unei compensări neliniare la un regulator electronic cu elemente de calcul oferă o amortizare neliniară mărită şi o ameliorare a răspunsului la frecvenţă. Compensarea se realizează influenţînd eroarea şi derivata întîia a erorii sistemului de reglare. Acest regulator adaptează performanţa sistemului în concordanţă cu caracteristicile variabile ale semnalului de intrare şi cu condiţiile variabile ale sarcinii. În aplicaţia a doua, se arată utilizarea unui dispozitiv auxiliar la regulatorul de programare a consumului de combustibil la un turboreactor în scopul de a prezice suprasolicitările mecanice şi astfel să se utilizeze mai mult din potenţialul de accelerare disponibil. În aplicaţia a treia se descrie un sistem auto-adaptiv mai complet pentru reglarea propulsiei unui avion, fără a folosi o programare a consumului de combustibil.

N. FILIPCZAK, V. FILIPCZAK şi T. ZELINSKI — *O metodă de simulare matematică a proceselor fizice fără limitarea intervalului de variaţie a parametrilor. Aplicaţie la problemele de reglare automată a reactorilor nucleari* (pp. 347—350)

CZ 681.142 : 53.072 : 621.039.56

Se descrie o metodă nouă de schimbare automată a scării la un calculator analogic în momentul în care parametrul depăşeşte limita de variaţie prestabilită; aceasta se bazează pe o schimbare a raportului de tensiuni în condensatorii folosiţi în circuitul de simulare. Ca exemplu de aplicaţie se dă analiza procesului de pornire a unui reactor de uraniu cu neutroni termici.

R. J. KOCHENBURGER — *Efectul reglajului unei surse de alimentare asupra răspunsului unui amplificator dintr-un sistem de reglare automată* (pp. 399—405)

CZ 621—53 : 621.311.6.01

Metodele de analiză obişnuite, aplicabile la sistemele liniare, se bazează de obicei pe presupunerea unei surse de alimentare ideale, care nu este influenţată de variaţiile sarcinii. Articolul arată că această ipoteză nu este valabilă în practică în multe cazuri, cînd sarcina impusă la ieşirea sistemului de reglare are un efect important asupra sursei de alimentare. Se dă o metodă, cu caracter inginerese, pentru luarea în considerare în proiectare a comportării neideale a sursei de alimentare. Metoda se bazează pe funcţia de descriere. Se dau mai multe exemple practice cu calcule numerice.

C. JAUQUET — *Elementele logice LOGACEC şi utilizarea lor ca relee statice în circuitele cu secvenţe* (pp. 483—488).

CZ 621—523.8 : 681.142

Se reamintesc definiţiile diferitelor elemente logice şi avantajele lor faţă de releele obişnuite. Se dă o descriere generală a sistemului de elemente logice ACEC. Se folosesc diferite tipuri de elemente; cele mai importante sînt: „blocurile logice", compuse din diode şi tranzistori şi „amplificatorii de putere". Se arată că orice variabilă care intervine într-o problemă logică poate fi scrisă sub forma de aşa-numita „funcţie canonică", adică o sumă de produse Boole-eul a variabilelor de intrare, de ieşire şi auxiliare.

În încheierea articolului, se trec în revistă unele aplicaţii în care folosirea elementelor de comutare statice prezintă un interes deosebit (comanda maşinilor unelte, semnalizarea pe calea ferată, laminoare, fabricaţia automobilelor, maşini miniere etc.).

R. BINGEN şi J. VROMAN — *Strung automat comandat cu bandă perforată* (pp. 499—502).

CZ 621.941.23 : 621—529

Articolul descrie funcţionarea unui strung cu mai multe scule, destinat pentru prelucrarea unor axe mici sau piese care cer strunjiri exterioare şi găuriri. Strungul are trei cărucioare: unul pentru copiat, altul pentru strunjire cilindrică şi conică, cu deplasări longitudinale şi transversale şi al treilea are un cap cu şase scule diferite şi o singură mişcare longitudinală. Toate mişcările celor trei cărucioare precum şi diferitele viteze de rotaţie sînt comandate automat prin indicaţiile date de o bandă perforată (o bandă standard de teleimprimator cu cinci găuri). Circuite logice standard tranzistorizate decodifică datele de pe banda perforată şi le introduc la diferitele sisteme de reglare a deplasărilor cărucioarelor.

Întreaga instalaţie nu cuprinde nici tuburi electronice nici relee; toate circuitele de comandă sînt statice de la banda perforată la amplificatorii de putere care alimentează servomotoarele.

J. M. MILSUM — *Reglarea adaptivă a proceselor după un criteriu economic* (pp. 503—511).

CZ 621—53.003

Articolul descrie un sistem de reglare adaptiv continuu care a fost încercat pe un calculator analogic. Acest sistem foloseşte un criteriu economic, acela de a funcţiona pe bază de cost minim sau cu penalizare. Costul de funcţionare global sau „penalizarea", în concepţia folosită în articol, are trei componente de bază: a) o penalizare de eroare datorită unui produs imperfect sau neîndeplinirii sarcinii cerute; b) un cost de „putere" sau de producţie necesar pentru a realiza sau a menţine condiţiile dorite; c) un cost al instalaţiei necesar pentru a construi sistemul (instalaţia automatizată şi dispozitivul de automatizare).

Definirea unui criteriu de eroare satisfăcător este o condiţie necesară pentru a realiza o optimalizare economică.

Se cercetează analitic mai multe funcţii de penalizare. Verificările experimentale au examinat modul de ajustare şi toleranţele parametrilor sistemului.

Adaptarea comportă o oscilaţie continuă a sistemului, necesară pentru luarea mediei componenţei stohastice a funcţiei de penalizare, combinată cu circuitul de divizare împlinită, care se foloseşte pentru a duce sistemul la punctul cel mai puţin penalizat. Adaptarea se obţine în general în cîteva cicluri, iar media penalizării nu este decît cu cîteva procente mai mare decît minimul. Circuitul adaptiv calculează în mod continuu derivata funcţiei de penalizare şi duce sistemul la penalizarea minimă.

C. V.

Cea de-a XI-a Conferinţă Generală de Măsuri şi Greutăţi

Paris — octombrie 1960

În 1875 a fost semnată la Paris Convenţia Metrului, la care ţara noastră a aderat în 1881.

Prin această convenţie a fost înfiinţat Biroul Internaţional de Măsuri şi Greutăţi, care execută cercetarea şi compararea etaloanelor naţionale şi celor internaţionale, precum şi un Comitet Internaţional care conduce activitatea Biroului.

Lucrările Comitetului şi Biroului sînt analizate şi aprobate de Conferinţa Generală de Măsuri şi Greutăţi care se întruneşte o dată la şase ani în vederea luării de măsuri corespunzătoare pentru dezvoltarea sistemului metric.

În luna octombrie 1960 a avut loc cea de-a XI-a Conferinţă Generală de Măsuri şi Greutăţi. Această conferinţă prezintă o importanţă deosebită, deoarece au fost dezbătute şi adoptate rezoluţii foarte importante pentru ştiinţă şi tehnică, mai ales prin schimbarea definiţiei metrului şi a secundei şi prin fixarea Sistemului Internaţional de unităţi de măsură.

În cele ce urmează se vor arăta hotărîrile cele mai importante ale acestei conferinţe, care influenţează desfăşurarea activităţii de cercetare şi a aplicaţiilor practice tehnice în toate domeniile şi care, fiind acceptate de ţara noastră, trebuie să fie cunoscute de toată lumea.

1. Noua definiţie a metrului

a) Metrul este lungimea egală cu 1 650 763,73 lungimi de undă în vid ale radiaţiei corespunzînd tranziţiei între nivelele $2\ P_{10}$ şi $5\ d_5$ ale atomului de Kripton 86 ;

b) Definiţia metrului în vigoare din 1889, care se bazează pe prototipul internaţional de platină iridiată, se abrogă.

c) Prototipul internaţional al metrului sancţionat de către prima Conferinţă Generală de Greutăţi şi Măsuri din 1889 va fi păstrat la Biroul Internaţional de Greutăţi şi Măsuri în condiţiile fixate în 1889.

2. Noua definiţie a secundei

„Secunda este fracţiunea 1/31 556 925,9747 a anului tropic pentru 0 ianuarie 1900 la ora 12 a timpului efemeridelor".

3. Sistemul internaţional de unităţi

Conferinţa Generală a XI-a ţinînd seama de hotărîrea Conferinţei Generale a X-a din 1954, prin care au fost adoptate şase unităţi de măsură fundamentale ca bază pentru stabilirea unui sistem practic de măsurat pentru relaţiile internaţionale şi anume :

lungimea	metru	m
masă	kilogram	kg
timp	secundă	s
intensitatea de curent electric	amper	A
temperatura termodinamică	grade Kelvin	°K
intensitatea luminoasă	candela	cd

precum şi de necesitatea prescurtării denumirii acestui sistem şi de prefixele pentru formarea multiplilor şi submultiplilor unităţilor, hotărăşte :

— sistemul fundat pe cele şase unităţi de bază de mai sus se desemnează sub denumirea de Sistem Internaţional de Unităţi ;

— prescurtarea internaţională a denumirii acestui sistem este „S.I.",

— denumirile multiplilor şi submultiplilor unităţilor sînt alcătuite cu ajutorul următoarelor prefixe :

Factorul prin care se multiplică unitatea	Prefixe	Simbol
$1\ 000\ 000\ 000\ 000 = 10^{12}$	tera	T
$1\ 000\ 000\ 000 = 10^{9}$	giga	G
$1\ 000\ 000 = 10^{6}$	mega	M
$1\ 000 = 10^{3}$	kilo	k
$100 = 10^{2}$	hecto	h
$10 = 10^{1}$	deca	da
$0{,}1 = 10^{-1}$	deci	d
$0{,}01 = 10^{-2}$	centi	c
$0{,}001 = 10^{-3}$	milli	m
$0{,}000\ 001 = 10^{-6}$	micro	μ
$0{,}000\ 000\ 001 = 10^{-9}$	nano	n
$0{,}000\ 000\ 000\ 001 = 10^{-12}$	pico	p

În acest sistem se folosesc unităţile de mai jos, fără prejudicierea altor unităţi care ar putea fi adăugate în viitor.

Unităţi suplimentare

Unghi plan	radian		rad
Unghi solid	steradian		sr

Unităţi derivate

Suprafaţă	metru pătrat	m^2	
Volum	metru cub	m^3	
Frecvenţă	hertz	Hz	1/s
Masă de volum (densitate)	kilogram pe metru cub	kg/m^3	
Viteză	metru pe secundă	m/s	
Viteză unghiulară	radian pe secundă	rad/s	
Acceleraţie	metru pe secundă la pătrat	m/s^2	
Acceleraţia unghiulară	radian pe secundă la pătrat	rad/s^2	
Forţă	newton	N	$kg.m/s^2$
Presiuni (tensiunea mecanică)	newton pe metru pătrat	N/m^2	
Viscozitatea dinamică	newton-secundă pe metru pătrat	$N.s/m^2$	
Viscozitate cinematică	metru pătrat pe secundă	m^2/s	
Lucru mecanic, energie, cantitate de căldură	joul	J	N.m
Putere	watt	W	J/s
Cantitate de electricitate	coulomb	C	A.s
Tensiunea electrică, diferenţă de potenţial, forţă electro-motoare	volt	V	W/A
Intensitatea cîmpului electric	volt pe metru	V/m	
Rezistenţa electrică	ohm	Ω	V/A
Capacitatea electrică	farad	F	A.s/V
Flux de inducţie magnetică	weber	Wb	V.s
Inductanţă	henry	H	V.s/A
Inductanţă magnetică	tesla	T	Wb/m^2
Intensitatea cîmpului magnetic	amper pe metru	A/m	
Forţa magnetomotoare	amper	A	
Flux luminos	lumen	lm	cd.sr
Luminiscenţă	candela pe metru pătrat	cd/m^2	
Iluminare	lux	lx	lm/m^2

REFERATE

A. A. FELDBAUM. **Dispozitivele de calcul în sistemele automate** (Vicislitelnîie ustroistva v avtomaticeskih sistemah). Gosudarstvennoe Izdatelstvo Fiziko-Matematiceskoi Literaturî, Moscova, 1959, pag. 800.

CZ 621—52 : 681.142

Dispozitivele de calcul de diverse tipuri au găsit în ultima vreme o utilizare din ce în ce mai largă în rezolvarea problemelor de reglare automată şi s-a trecut la o nouă etapă — introducerea acestor dispozitive de reglare automată, în calitate de dispozitive de conducere. În lucrarea prof. Feldbaum se examinează problemele de bază privind aceste noi ramuri ale automaticii şi se tratează unele perspective de dezvoltare.

Lucrarea este divizată în trei părţi distincte : sistemele automate (capitolele 1—4), dispozitivele de calcul (capitolele 5—9) şi utilizarea dispozitivelor de calcul în sistemele automate (capitolele 10—15).

Primele patru capitole tratează problemele de bază ale teoriei sistemelor automate : schemele structurale şi caracteristicile sistemelor automate, stabilitatea sistemelor liniare şi noţiuni privind stabilitatea sistemelor neliniare, studiul calităţii sistemelor automate (regimul tranzitoriu), studiul statistic al sistemelor automate şi punerea problemei optimalizării acestor sisteme.

În capitolul 5 se tratează principiile de alcătuire a dispozitivelor automate de calcul, iar în capitolul 6 se indică schemele electronice de bază ale dispozitivelor de calcul. Studiul detaliat al dispozitivelor de calcul cu acţiune continuă se face în cadrul capitolului 7, indicîndu-se schemele electrice şi electronice de calcul pentru efectuarea operaţiilor liniare şi neliniare. Capitolele 8—9 sînt dedicate dispozitivelor de calcul cu funcţionare discretă. Astfel, în capitolul 8 se tratează schemele pentru efectuarea operaţiilor aritmetice în dispozitivele cifrice de calcul, iar în capitolul 9 se examinează unităţile principale ale unei maşini cifrice de calcul : dispozitivele de memorizare, dispozitivele de programare şi dispozitivele de comandă.

Ultimele şase capitole conţin problemele de bază ale utilizării dispozitivelor de calcul în sistemele automate. În capitolul 10 se studiază principiile de bază ale introducerii acestor dispozitive în sistemele automate cu structură fină ca şi în sistemele automate autoajustabile. Dispozitivele de calcul folosite ca elemente de comandă şi ca elemente de furnizare a datelor în sistemele automate sînt studiate în capitolul 11, acest studiu teoretic fiind însoţit de importante aplicaţii industriale.

Următorul capitol tratează dispozitivele de calcul folosite ca elemente de corecţie în sistemele automate liniare şi neliniare. Teoria generală a corecţiei este însoţită de aplicaţii practice şi de exemple de utilizare în industrie.

Capitolul 13 constituie o amplă tratare a teoriei generale a sistemelor automate optimale, studiindu-se teoria proceselor optimale, sinteza sistemelor optimale, precum şi metodele de sinteză a sistemelor apropiate de optimum. Se indică, de asemenea, exemple particulare de sisteme optimale, precum şi sisteme industriale de reglare automată, optimale. Ultimele două capitole ale lucrării studiază sistemele automate autoajustabile. Astfel, în capitolul 14 se tratează tipurile principale de sisteme autoajustabile şi principalele domenii de utilizare, principiile de construire a sistemelor automate extremale şi se indică dispozitive automate de optimalizare. Teoria generală a sistemelor automate autoajustabile se expune în cadrul capitolului 15.

Lucrarea prof. Feldbaum este scrisă la un înalt nivel ştiinţific, iar tratarea problemelor este însoţită în însemnată măsură de rezultatele cercetărilor personale ale autorului. Materialul conţinut în lucrare constituie unul din cele mai moderne domenii ale automaticii, ceea ce face ca interesul faţă de această lucrare să fie remarcabil. Întrucît, în afară de expunerea rezultatelor obţinute în acest domeniu, lucrarea indică şi liniile de dezvoltare în perspectivă, ea poate fi folosită nu numai ca un material de referinţă, ci şi ca un îndreptar preţios în cercetările viitoare.

Gh. I.

E. P. POPOV, I. P. PALITOV. **Metode aproximative de cercetare a sistemelor automate neliniare** (Priblijeniie metodî issledovaniia nelineiniîh avtomaticeskih sistem). Gosudarstvennoe Izvdatelstvo Fizico-Matematiceskoi Literaturî, Moscova, 1960, pag. 792.

CZ 621—52

Problema studiului sistemelor automate cu neliniarităţi esenţiale apare din ce în ce mai des atît în cercetarea, cît şi în practica acestor sisteme, atît pentru a se determina influenţa anumitor elemente neliniare conţinute în sistem asupra performanţelor sale, cît şi pentru a se obţine ameliorarea acestor performanţe prin introducerea de elemente neliniare. Odată cu aceasta, utilizarea de metode aproximative pentru studiul şi calculul acestor sisteme creşte în importanţă. Lucrarea conţine o expunere amplă a metodelor aproximative cele mai simple şi mai utile în practică pentru analiza şi sinteza sistemelor automate neliniare, avînd la bază utilizarea metodelor bilanţului armonic şi a liniarizării echivalente. Materialul prezentat este încadrat în zece capitole.

În capitolul 1 — Introducere — se expun ideile de bază privind proprietăţile particulare ale sistemelor neliniare, precum şi metodele principalele de studiu ale acestora.

Capitolul 2 tratează metoda liniarizării armonice şi comparaţia acesteia cu alte metode aproximative de cercetare a sistemelor neliniare.

Următorul capitol conţine utilizarea metodei liniarizării armonice la studiul oscilaţiilor simetrice în sistemele neliniare. Se examinează sistemele cu caracteristică de releu, cu zonă de insensibilitate, cu histerezis, cu frecare uscată, şi alte tipuri de sisteme neliniare cu caracteristici combinate.

În capitolul 4 se aplică metoda liniarizării armonice pentru studiul oscilaţiilor simetrice şi al stabilităţii unor sisteme neliniare de interes practic : sisteme automate cu amplificator neliniar, sisteme de reglare a temperaturii cu releu, sistem de ordinul al doilea şi al treilea cu frecare uscată şi joc, corecţia neliniară a sistemelor automate cu întîrziere, sistemele cu motor de inducţie bifazic, sistemele de tip releu cu reacţie liniară şi neliniară.

Capitolul 5 tratează problema transmiterii semnalelor cu variaţie lentă prin sistemele oscilante şi oscilaţiile nesimetrice. Se studiază problema comportării statistice a acestor sisteme şi se expune metoda liniarizării armonice, care se aplică la studiul cîtorva sisteme automate neliniare. Se studiază, de asemenea, problema stabilităţii acestor sisteme în raport cu anumite perturbaţii externe.

Capitolul următor se referă la problema oscilaţiilor şi stabilităţii sistemelor automate cu neliniarităţi nesimetrice şi la influenţa perturbaţiilor externe asupra comportării acestor sisteme. Tratarea generală este însoţită de cîteva exemple de sisteme automate neliniare des întîlnite.

În capitolul 7 se studiază problema generală a calităţii sistemelor automate neliniare. Se expun bazele metodei asimptotice a lui Krîlov-Bogoliubov pentru studiul proceselor tranzitorii, care se aplică la studiul calităţii sistemelor automate neliniare, atît cu neliniarităţi simetrice, cît şi cu neliniarităţi nesimetrice. Se indică şi o serie de exemple concrete de utilizare a acestor metode.

Capitolul 8 tratează metodele de calcul al armonicilor de ordin superior în sistemele automate neliniare şi influenţa acestora asupra proprietăţilor sistemelor, deduse prin metoda bilanţului armonic. Problema oscilaţiilor interne ale sistemelor neliniare este tratată în capitolul următor. Se studiază atît oscilaţiile simetrice, cît şi cele nesimetrice, influenţa acestora asupra stabilităţii, precum şi metoda de calcul a armonicilor de ordin superior, indicîndu-se şi cîteva exemple de calcul pentru unele sisteme automate neliniare uzuale.

În capitolul 10 se studiază procesele întîmplătoare în sistemele automate neliniare. Se examinează influenţa semnalelor întîmplătoare cu variaţie lentă, liniarizarea statistică a neliniarităţilor, influenţa semnalelor întîmplătoare de frecvenţă ridicată şi a celor de frecvenţă joasă asupra calităţii sistemelor automate neliniare. Tratarea este însoţită de cîteva exemple concrete.

Prin bogatul şi importantul material prezentat, lucrarea este extrem de valoroasă atît în cercetarea sistemelor auto-

mate neliniare, cît şi pentru proiectarea acestor sisteme, fiind utilă unui cerc larg de cititori.

Gh. I.

Culegere de studii de cibernetică. Traducere sub redacţia lui A. A. Liapunov şi O. B. Lupanov. Editura de literatură străină, Moscova, 1960, 29 pag.

CZ. 621.391

Dezvoltarea vijelioasă a ciberneticii este urmărită cu deosebită atenţie în Uniunea Sovietică. Lucrările fundamentale în această direcţie şi care au apărut în Occident au fost mai demult traduse în limba rusă şi tipărite în tiraje suficient de mari. Pentru a pune la dispoziţia cititorilor de limbă rusă şi studiile importante apărute în diferite periodice străine, s-a luat iniţiativa traducerii lor sub forma unor culegeri. Primul număr al acestei culegeri publică un important număr de studii din diferite domenii ale ciberneticii.

Articolele sînt grupate în trei rubrici, şi anume : punerea problemei, probleme matematice, unele realizări tehnice.

Primul studiu se datoreşte cunoscutului matematician John von Neumann şi este intitulat „Calculatorul şi creierul". După cum se ştie, John von Neumann a fost un matematician de deosebită valoare, care în afara unor importante studii de matematică propriu-zisă, s-a ocupat şi de maşinile de calculat. Aşa după cum s-a publicat de curînd, înainte de a muri el a luat un brevet referitor la maşini de calculat cu funcţionare deosebit de rapidă. După cum este obiceiul în ţările capitaliste, brevetul a fost ţinut secret de către marile trusturi din S.U.A. Cu toate acestea, principiul respectiv a fost redescoperit în Japonia, unde s-au realizat maşinile numite parametron.

În studiul de faţă se face o paralelă între maşinile de calculat pe de o parte şi funcţionarea creierului pe de altă parte.

Tot în prima parte se publică lucrările unui simpozion, ţinut în S.U.A., cu tema : „Proiectarea maşinilor care simulează comportarea creierului uman".

Prima parte a lucrării se termină cu studiul lui C. E. Shannon, „Maşini care joacă jocuri". Acest studiu, de fapt, este foarte general şi nu dă metode de rezolvare a problemei. După cum subliniau de curînd nişte cercetători germani, deşi Shannon este realizatorul cunoscutului şoarece care se orientează în labirint, totuşi metodica realizării acestui dispozitiv nu a fost publicată de el, fiind probabil ţinută secret de către trustul Bell, la care el lucra în acea vreme.

Partea matematică debutează cu un studiu al lui E. F. Moore şi C. E. Shannon, despre circuite sigure care utilizează relee mai puţin sigure.

Al doilea articol se datorează lui F. J. Murray şi este intitulat „Mecanisme şi roboţi". Mecanismele sînt privite din punctul de vedere al transformărilor. Se studiază astfel, din punct de vedere matematic, numărul de stări posibile ale unui mecanism, ca şi regimurile de lucru ale automatelor. Se dau şi unele exemple. În aceeaşi parte, printre altele, apare studiul lui I. S. Reed, intitulat „O clasă de coduri cu o corectare multiplă a erorilor şi schemele de deconectare". Tot de coduri se ocupă şi S. P. Llyod, ca şi D. D. Joshi.

R. C. Lyndon se ocupă de identităţi în calculul cu două valori, şi în alt studiu de identităţile în algebre finite.

C. E. Shannon publică un studiu despre „Colorarea liniilor unei reţele", problemă în legătură cu clasica problemă a hărţilor colorate.

Ultima parte, aceea destinată cîtorva realizări tehnice, prezintă în primul rînd un studiu asupra unui model electromecanic de animale simple. După cum se ştie, Grey Walter, Claud Shannon şi Ashby au realizat diferite maşini care imită comportarea animalelor. Studiul de faţă prezintă principiul de realizare şi schemele tranzistorizate ale unui animal construit de W. R. Sutherland şi M. C. Mugglin, ca dizertaţie. Se dau detalii asupra circuitelor electronice, cît şi asupra unor sisteme mai speciale de realizare a unor curbe neliniare.

Culegerea se termină cu un studiu interesant asupra unei maşini, denumită SEER şi care este capabilă să efectueze anumite operaţii pe care înainte omul le făcea mintal ; este anume vorba despre o maşină care este capabilă să joace cu un partener uman un joc în care un eveniment ia numai două stări posibile, cum ar fi, de exemplu, jocul cu banul. Mai exact însă, este vorba despre o maşină capabilă să execute ceea ce făcea mintal copilul descris într-o nuvelă de Edgar Allan Poe. Acolo era vorba de un copil care juca un joc de bile „cu soţ sau fără". Partenerul îşi alegea un număr de bile şi băiatul ghicea dacă le-a ales cu soţ sau fără. Maşina are o strategie proprie, care îi permite să cîştige, ţinînd seama de diferiţii factori care intervin. Din cele 9 795 de partide jucate împotriva diferiţilor adversari umani, maşina a cîştigat 5 218 şi a pierdut 4 577. Probabilitatea ca această depăşire să se datoreze întîmplării este numai 1 la 10 miliarde. Se dă atît schema bloc, cît şi o schemă de principiu a maşinii.

Punînd la dispoziţia celor interesaţi un număr de articole fundamentale, apărute între anii 1951 şi 1958, A. A. Liapunov şi O. B. Lupanov aduc un real serviciu dezvoltării ciberneticii.

E.N.

P. V. TIMOFEEV, V. V. SOROKIN, **Emisia electronilor în convertoarele electrono-optice pentru raze** γ. Radiotehnika i Elektronika, vol. V. (1960) nr. 10 (octombrie) pp. 1687—1691.

CZ 620.179.152 : 537.531.8

Utilizarea convertoarelor electrono-optice pentru vizualizarea imaginilor în raze γ permite perfecţionarea metodelor de defectoscopie şi analiză Röntgen printr-o sporire apreciabilă a strălucirii imaginilor în comparaţie cu ecranele Röntgen obişnuite (ceea ce face posibilă micşorarea de cîteva ori a intensităţii radiaţiei Röntgen necesare).

Autorii descriu două tipuri de convertoare electrono-optice formate dintr-un fotocatod care emite electroni sub acţiunea razelor γ şi un anod care poartă ecranul fluorescent. Dispoziţia şi dimensiunile electrozilor au fost stabilite astfel, încît suprafeţele echipotenţiale ale cîmpului dintre ei au o formă aproximativ-hiperboloidală, optimă pentru focalizarea fasciculelor de electroni.

Se examinează în detalii construcţia şi proprietăţile catozilor convertoarelor realizate, influenţa materialului şi grosimii luminoforului, metodele de determinare experimentală a caracteristicilor catozilor.

În încheiere, se prezintă caracteristicile tehnice ale celor două tipuri de convertoare construite.

M. B.

B. E. JURY, **Sisteme de reglare pulsate** (Sampled-Data Control Systems). John Willey & Sons, N. Y. Chapman & Hall, Londra, 1958, 453 p., 230 × 150.

CZ 621—529

Sistemele de reglare pulsate, caracterizate prin semnale aplicate la intervale egale de timp la unul sau mai multe puncte ale sistemului (între două intervale consecutive sistemul neprimind nici o informaţie), capătă în prezent un rol din ce în ce mai important în reglarea automată şi în sistemele de comunicaţii.

Lucrarea de mai sus începe prin studiul aplicării transformării z pentru analiza sistemelor de reglare pulsate. În cap. 2 este descrisă o extindere a teoriei transformării z pentru analiza comportării unui astfel de sistem în orice moment, în special pe baza modelelor matematice ale sistemului analizat.

În cap. 3 este descrisă analiza în planul z prin metoda locului rădăcinilor, iar în cap. 4 este tratată aplicarea metodei răspunsului la frecvenţă. În cap. 5 sînt discutate problemele de sinteză prin metoda compensării discrete, urmată de metoda compensării continue în cap. 6.

Realizarea fizică a compensatoarelor discrete este tratată în cap. 7. În cap. 8 sînt prezentate diferitele aplicaţii ale transformării z şi ale metodei modificate a transformării z pentru analiza aproximată a sistemelor continue şi soluţia operaţională a ecuaţiilor cu diferenţe.

În sfîrşit, în cap. 9 sînt studiate analiza precisă şi stabilitatea sistemelor de reglare automată pulsate cu impulsuri de durată finită şi limitările aplicării transformării z. De asemenea este discutată şi metoda transformării p şi aplicaţiile ei la sistemele cu reacţie cu modulare a impulsului.

Lucrarea este completată cu un dicţionar cuprinzător de transformate z după ambele metode şi cu transformate p. Pentru fiecare capitol se dau un număr variat de probleme şi aplicaţii numerice, pentru fixarea cunoştinţelor.

E. N. MOHOV. **Corecţia prin inductanţă în circuitul anodic a etajelor amplificatoare de impulsuri, cu reacţie negativă de curent.** Elektrosviazi, 1960, nr. 10 (octombrie) pp. 39—46.

CZ 621.375.132.018.756

În amplificatoarele de impulsuri se conectează deseori în paralel cu rezistenţa de negativare din circuitul catodic o mică capacitate care face ca depăşirea caracteristicii de transfer să fie nulă, iar factorul de merit (definit ca raportul dintre cîştig şi durata frontului la ieşire) să aibă aceeaşi valoare ca în etajele RC obişnuite. Pentru mărirea cîştigului etajului, se mai poate introduce în circuitul anodic o inductanţă de corecţie suplimentară.

În lucrare se analizează caracteristicile de transfer ale unui asemenea amplificator, se stabileşte formula operaţională a amplificării şi se discută influenţa corecţiei asupra factorului de merit. Pentru compararea performanţelor amplificatoarelor de impulsuri, autorul introduce un criteriu suplimentar — raportul dintre tensiunea de ieşire şi durata frontului la ieşire. Pe aceste baze se dau indicaţii de proiectare, ilustrate prin calculul unui etaj final.

G. A. ZEITLEONOK. **Timpul de tranzit al electronilor de la grilă la anodul unei triode.** Radiotehnika, vol. *15* 1960 nr. 9 (septembrie) pp. 33—39.

CZ 621.385.3 : 537.533.1

În tuburile electronice există o interdependenţă complexă între curentul indus (în circuitul anodic) şi tensiunea alternativă produsă prin trecerea acestui curent prin sistemul oscilant conectat la tub. Determinarea curentului indus şi dependenţei sale de valoare şi faza tensiunii alternative dintre electrozi constituie una din cele mai importante probleme ale calculului regimului de funcţionare a tuburilor şi oscilatoarelor de frecvenţă ultraînaltă.

În lucrare se studiază problema timpului de tranzit al electrozilor între grila şi anodul tubului — parametru de bază care caracterizează fenomenele din acest spaţiu. În ipotezele ideale acceptate de regulă pentru analiza proceselor fizice din tuburi, autorul pleacă de la ecuaţiile mişcării electrozilor şi stabileşte expresia unghiului de tranzit φ (dintre grilă şi anod) sub forma unei serii armonice. Se dau modele de variaţie a lui φ în funcţie de faza (momentul) de intrare în spaţiul grilă-anod şi se studiază influenţa amplitudinii tensiunii alternative dintre electrozi asupra lui φ. Aceste rezultate permit deducerea curentului indus în circuitul anodic şi determinarea condiţiilor optime de lucru ale tuburilor în gama frecvenţelor joase şi ultraînalte.

I. B. KEIRIM-MARKUS, A. M. LUŞCIHIN, V. V. MARKELOV, L. N. USPENSKI. **Radiometrul cu scintilaţii universal RUS-3.** Priborî i tehnika experimenta, 1960, nr. 5, pp. 35—40.

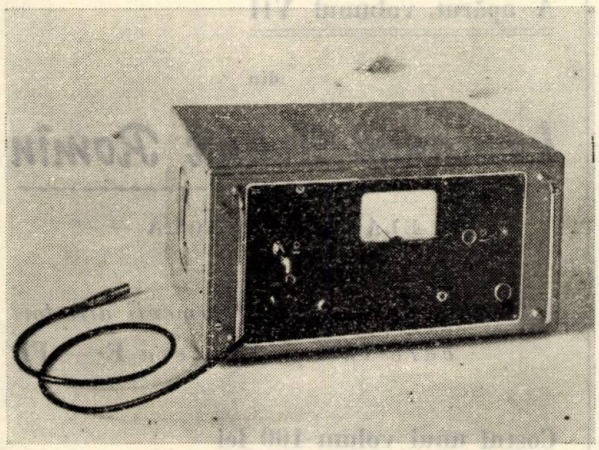
CZ 621.387.464 : 614.898.5

Majoritatea efectelor radiaţiilor profesionale asupra organismului uman pot fi controlate cu ajutorul contoarelor cu scintilaţii care au avantajul simplităţii surselor de alimentare şi schemei de înregistrare. În lucrare se prezintă schema electronică a unui radiometru cu scintilaţii, realizat pentru serviciile dozimetrice în laboratoare şi întreprinderi.

Aparatul conţine numai elemente semiconductoare (cu excepţia multiplicatorului fotoelectronic şi a unui stabilitron) ceea ce îl face uşor, sigur şi economic. Schema electronică este alcătuită dintr-un preamplificator, un etaj de formare şi un circuit de numărare. S-a prevăzut alimentarea universală, de la reţeaua de c.a. acumulatoare sau baterii uscate.

Radiometrul poate fi echipat cu un număr mare de traductoare pentru rezolvarea unui ansamblu larg de probleme dozimetrice. În funcţie de caracterul concret al aplicaţiilor aparatului i se pot adapta noi tipuri de traductoare.

VOLTMETRU ELECTRONIC DE MARE SENSIBILITATE ŞI AMPLIFICATOR DE MĂSURĂ TIP 1316



Aparat de măsură pentru determinarea tensiunilor mici la amplificatori de joasă frecvenţă şi la instalaţiile de telecomunicaţii. Partea amplificator se poate utiliza şi ca amplificator de măsură. Interval de măsură de la 30 mV la 100 V, în 12 benzi. Interval de frecvenţe 8 Hz — 600 kHz.

Exportă:

METRIMPEX

Întreprindere ungară de comerţ exterior pentru produsele industriei de instrumente

Adresa: BUDAPEST 62, CĂSUŢA POŞTALĂ 202, UNGARIA

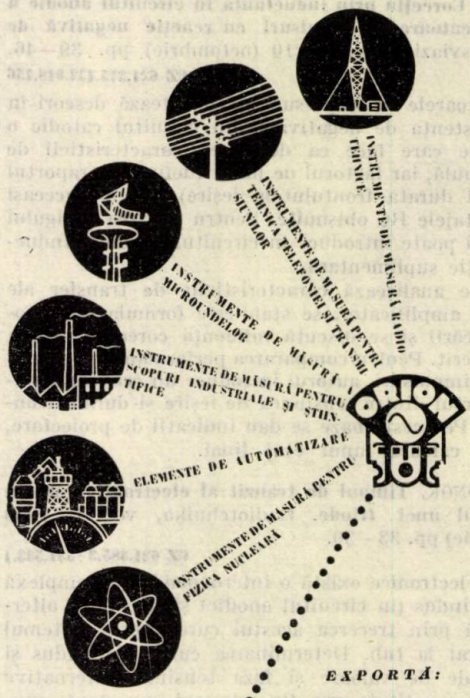
Adresa telegrafică: INSTRUMENT BUDAPEST

Tîrgul din Hanovra prezintă concomitent ofertele mai multor tîrguri concentrate în acelaşi spaţiu. În timp ce tîrgul general de mostre anterior era divizat într-o serie de tîrguri de specialitate, care aveau loc la date diferite, în prezent Hanovra, ţinînd pas cu necesităţile economiei mondiale moderne, a dezvoltat un nou tip de „tîrg industrial". Principiul de organizare constă într-o diviziune riguroasă pe ramuri de specialitate cu excluderea pavilioanelor naţionale.

Tîrgul industrial de mostre german HANOVRA

30 APRILIE — 9 MAI 1961

INSTRUMENTE DE MĂSURĂ ELECTRONICE
pentru toate ramurile ştiinţei şi industriei



EXPORTĂ:

METRIMPEX

ÎNTREPRINDERE UNGARĂ DE COMERŢ EXTERIOR PENTRU PRODUSELE INDUSTRIEI DE INSTRUMENTE

Adresa pentru scrisori: BUDAPESTA, CĂSUŢA POŞTALĂ 202 UNGARIA
Adresa telegrafică: INSTRUMENT BUDAPEST

A apărut volumul VII

din

Lexiconul Tehnic Romîn

— ELABORARE NOUĂ —

Volumul conţine termenii directori care încep cu litera **E — Fir**

Costul unui volum 100 lei

Vă puteţi procura acest volum, ca şi cele anterioare, la librării, difuzorii de cărţi din întreprinderi şi prin „Publicaţiile Tehnice ASIT", Bucureşti, str. Ion Ghica nr. 3, raionul Tudor Vladimirescu, cont 070 124 B.R.P.R. — filiala I. V. Stalin.

СОДЕРЖАНИЕ

ДК **621-52 : 622.342.349 : 622.7**

VLAD P., ANDREI D. и POPESCU G. :

Элементы автоматизации в добыче цветных металлов.

Automatica şi Electronica, 5 (1961) № 2, стр. 49—57

Описываются элементы автоматизации, использованные горным трестом Байя-Маре при добыче цветных металлов в рудниках и на установках обогащения руд.

ДК **621-52 :665-5**

CONSTANTIN M. u SIMION GH. :

Тенденции в автоматизации переработки нефти.

Automatica şi Electronica, 5 (1961) № 2, стр. 57—63

Кратко представлены проблемы автоматизации при переработке нефти и показаны тенденции развития в последующие годы, особо подчеркивая использование проверенных систем автоматической регулировки и электронных счетных машин.

ДК **621-53 : 621.34-523-8**

DAMSKER D., WEINRICH G. u LANDAU I. :

Электронный регулятор *П.И.Д.* для автоматизации электрических приводов.

Automatica şi Electronica, 5 (1961) № 2, стр. 63—72

Описывается трубчатый электронный регулятор, имеющий поведение П.И.Д., сконструированный авторами в И.Ч.Е.Т. Этот регулятор, в первую очередь, предназначен для автоматизации электроприводов и, главным образом, для механизмов станков.

ДК **621.317.72—523.8**

MACOVEANU L. :

Электронный электростатический вольтметр.

Automatica şi Electronica, 5 (1961) № 2, стр. 73—77

Представлен тип электронного электростатического вольтметра, используемый для работ обнаружения и борьбы с электростатическими нагрузками.

ДЛЯ МОЛОДОГО ИНЖЕНЕРА

ДК **621-52 : 531.768-5**

VAZACA C. :

Простои при динамической работе автоматических систем.

Automatica şi Electronica, 5 (1961) № 2, стр. 78—86

Анализируется влияние эффектов простоя или запоздания передачи на стабильность автоматической системы. Для случая линейных систем и собственно простоя, показывается как изменяются классические методы проектирования для учета этих эффектов.

ЛАБОРАТОРИЯ

ДК **550-835**

DUMITRESCU S. :

Радиометрическая передвижная установка радиактивного караттажа, типа *П.Р.*—2.

Automatica şi Electronica, 5 (1961) № 2, стр. 87—89

ХРОНИКА, стр. 90

ДОКЛАДЫ, стр. 93

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621-52 : 622.342.349 : 622.7

VLAD P., ANDREI D. und POPESCU G. :

Automatisierungselemente in der Gewinnung von Buntmetallen.

Automatica şi Electronica, 5 (1961) H. 2, S. 49—57

Die Automatisierungselemente werden beschrieben, die im Grubenbau-Trust Baia Mare bei der Gewinnung der Buntmetalle im Tiefbau, wie auch bei den Erzaufbereitungsanlagen verwendet wurden.

DK 621-52 : 665.5

CONSTANTIN M. und SIMION GH. :

Bestrebungen zur Automatisierung in der Erdölverarbeitung.

Automatica şi Electronica, 5 (1961) H. 2, S. 57—63

Es wird ein kurzer Überblick über die Automatisationsprobleme in der Erdölverarbeitung gegeben und die Bestrebungen zur Entwicklung in den kommenden Jahren gezeigt, wobei ein besonderes Gewicht auf die Verwendung der erprobten automatischen Reglersysteme und der elektronischen Rechner gelegt wird.

DK 621-53 : 621.34-523.8

DAMSKER D., WEINRICH G. und LANDAU I. :

Elektronischer *PID*-Regler zur Automatisierung der elektrischen Steuerungen.

Automatica şi Electronica, 5 (1961) H. 2, S. 63—72

Ein mit Elektronenröhren bestückter Regler von der Type PID, der von den Mitarbeitern des Instituts für elektrotechnische Forschungen (ICET) ausgearbeitet wurde, wird beschrieben. Dieser Regler ist in erster Reihe für die Automatisierung der elektrischen Steuerung vor allem bei den Mechanismen der Werkzeugmaschinen bestimmt.

DK 621.317.72-523.8

MACOVEANU L. :

Elektronischer Elektrostatik-Voltmeter.

Automatica şi Electronica 5 (1961) H. 2, S. 73—77

Der Typ eines elektronischen Elektrostatik-Voltmeters wird beschrieben, der zum Nachweis und zur Verhütung von statischen Ladungen verwendet wird.

FÜR DEN JUNGEN INGENIEUR

DK 621-52 : 531.768.5

VAZACA C. :

Totzeit im dynamischen Verhalten der automatischen Systeme.

Automatica şi Electronica 5 (1961) H.2, S. 78—86

Es werden die Folgen der Totzeit oder der Transportverzögerungen auf die Stabilität des automatischen Systems beschrieben. Für den Fall linearer Systeme und einer idealen Totzeit wird die Art und Weise dargelegt, wie die klassischen Projektierungsmethoden abgeändert werden müssen, um diese Folgen in Betracht zu ziehen.

LABORNOTEN

DK 550.835

DUMITRESCU S. :

Tragbare Geräte für radioaktive Karrotage Typ *PR*-2.

Automatica şi Electronica 5 (1961) H. 2, S. 87—89

CHRONIK, S. 90

REFERATE, S. 93

SOMMAIRE

CD 621-52 : 622.342/349 : 622.7

VLAD P., ANDREI D. et POPESCU G. :

Éléments d'automation dans l'exploitation des mines de métaux colorés.

Automatica şi Electronica, 5 (1961) nr. 2, p. 49—57

L'article présente les éléments d'automation utilisés par le Trust minier — Baia Mare à l'exploitation des mines de métaux colorés en souterrain, et aux installations de préparation des minerais.

CD 621-52 : 665.5

CONSTANTIN M. et SIMION GH. :

Tendances d'automation de l'usinage du pétrole brut.

Automatica şi Electronica, 5 (1961) nr. 2, p. 57—63

Les auteurs présentent brièvement les problèmes soulevés par l'automation de l'usinage du pétrole brut et montrent ses tendances de développement future portant surtout sur l'utilisation des systèmes de réglage automatique vérifiés et des machines à calculer électroniques.

CD 621-53 : 621.34-523.8

DAMSKER D., WEINRICH G. et LANDAU I. :

Régulateur électronique *PID* destiné à l'automation de la commande électronique.

Automatica şi Electronica, 5 (1961) nr. 2, p. 63—72

On décrit un régulateur électronique à tubes à comportement PID, réalisé par les auteurs à l'I.C.E.T. Ce régulateur est destiné avant tout à l'automation des commandes électriques spécialement en ce qui concerne les mécanismes des machines-outils.

CD 621.317.72-523.8

MACOVEANU L. :

Voltmètre électrostatique électronique.

Automatica şi Electronica, 5 (1961) nr. 2, p. 73—77

On présente un voltmètre électrostatique électronique que l'on peut utiliser pour dépister et pour combattre les charges électrostatiques.

POUR LE JEUNE INGÉNIEUR

CD 621.52 : 531.768.5

VAZACA C. :

Les temps morts dans le comportement dynamique, des systèmes automatiques.

Automatica şi Electronica, 5 (1961) nr. 2, p. 78—86

L'auteur analyse l'effet du temps mort ou du retard de transport sur la stabilité du système automatique. Il montre de quelle façon doivent être modifiées les méthodes classiques d'élaboration de projets afin de tenir compte de ces effets dans le cas des systèmes linéaires et d'un temps mort pur.

NOTES DE LABORATOIRE

CD 550.835

DUMITRESCU S. :

Sonde radiométrique de carottage radio-actif.

Automatica şi Electronica, 5 (1961) nr. 2, p. 87—89

CHRONIQUE, p. 90

RAPPORTS, p. 93

CONTENTS

DC 621-52 : 622.342/349 : 622.7

VLAD P., ANDREI D. and POPESCU G. :

Automation elements in coloured metal mining.

Automatica şi Electronica, 5 (1961) nr. 2, p. 49—57

Automation elements in the field of coloured metal underground mining and ore dressing equipment, used at the Baia Mare Mining Trust are described in this paper.

DC 621-52 : 665-5

CONSTANTIN M. and SIMION GH. :

Automation trends in crude oil processing

Automatica şi Electronica, 5 (1961) nr. 2, p. 57—63

Brief information is given on problems connected with crude oil processing and development trends in coming years. Particular stress is laid on the employment of checked automatic regulating systems and electronic computers.

DC 621-53 : 621-34-523.8

DAMSKER D., WEINRICH G. and LANDAU I. :

A *P.I.D.* electronic regulator designed for automation of electric drives.

Automatica şi Electronica, 5 (1961) nr. 2, p. 63—72

The description is given of an electronic regulator with a P.I.D. behaviour, developed by the authors at the I.C.E.T. (Electrotechnical Research Institute). This regulator is designed for electric drives and especially for machine tool mechanisms.

DC 621-317.72-523.8

MACOVEANU L. :

An electronic electrostatic voltmeter

Automatica şi Electronica, 5 (1961) nr. 2, p. 73—77

The author presents a type of electronic electrostatic voltmeter useful for the work of checking and eliminating electrostatic charges.

FOR THE YOUNG ENGINEER

DC 621-52 :531.768.5

VAZACA C. :

The dead time in the dynamic behaviour of automatic systems.

Automatica şi Electronica, 5 (1961) nr. 2, p. 78—86

The effects are analysed of dead times and transportation lags on the stability of automatic systems.

The way of modifying the classical methods of design according to these effects is pointed out, in the case of linear systems and pure dead times.

LABORATORY NOTES

DC 550-835

DUMITRESCU S. :

A *BR*-2 type portable installation for radioactive logging.

Automatica şi Electronica, 5 (1961) nr. 2, p. 87—89

CHRONICLE, p. 90

REPORTS, p. 93

MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1863

- Trei game de undă
- 3 + 1 tuburi electronice din seria „NOVAL"
- Comutator de unde original, cu claviatură
- Sensibil, selectiv, reproducere sonoră perfectă
- Casetă elegantă, cu ornamentații din material plastic

Electronica

ÎNTREPRINDERE INDUSTRIALĂ DE STAT PENTRU PIESE ȘI APARATE DE RADIO, TELEVIZOARE ȘI ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ

București, str. Baicului nr. 82, raionul 1 Mai
Telefon: 121940 - 121946 - 121949

ECHIPAMENT DE MĂSURĂ PENTRU HIPERFRECVENȚE UTILIZAT ÎN TEHNIC IMPULSURILOR, DE PRODUCȚIE POLONEZ

Fabricăm echipament de cea mai bună calitate care se distinge prin caracteristicile sale tehnice remarcabile şi precizia de execuţie, asigurînd măsurări foarte precise.

Noi oferim următoarele echipamente:

- **Linii de măsură în benzile de 20 cm *(L)*, 10 cm *(S)*, 4,5 cm *(I)*, 3 cm *(X)*, 0,8 cm *(Q***
- **Cap de detecţie**
- **Generatori de măsură**
- **Alimentări pentru clistroane**
- **Punţi de măsură cu termistor**
- **Modulatori acustici**
- **Circulatori şi izolatori cu ferite**
- **Atenuatori rotativi**
- **Aparate de măsură bazate pe rotaţia Faraday**
- **Defazori şi alte echipamente de măsură.**

Documentaţia tehnică detaliată şi oferte comerciale vă putem trimite la simplă cerere adresată direct la:

Exportator exclusiv:

"Elektrim"

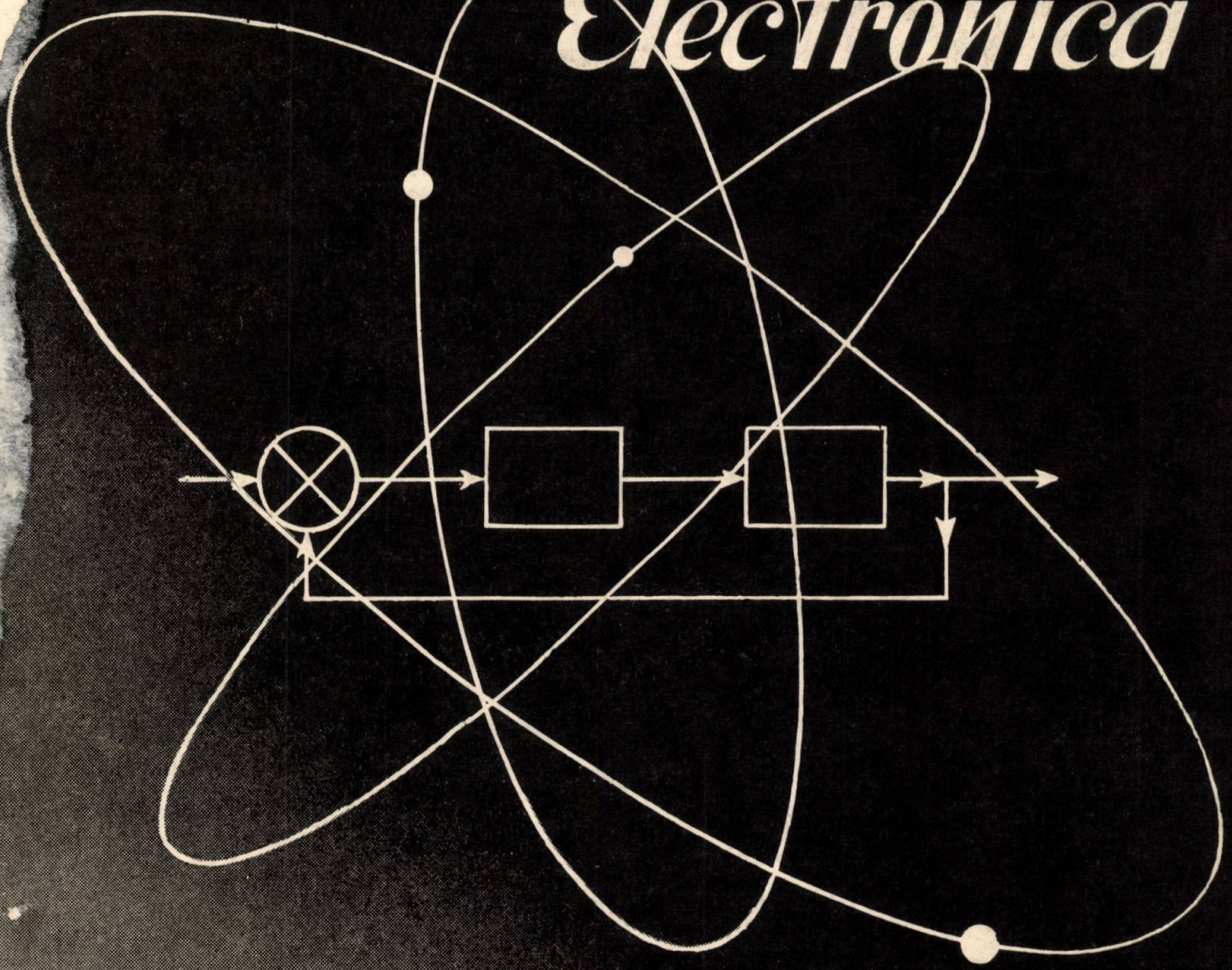
SOCIETATEA POLONEZĂ CU RESPONSABILITATEA LIMITATĂ PENTRU COMERŢUL EXTERIOR DE ECHIPAMENT ELECTROTEHNIC

WARSZAWA 2, CZACKIEGO 15/17 — POLONIA
TELEGRAME: ELEKTRIM — WARSZAWA
TELEFON: 6-62-71 TELEIMPRIMATOR: 10415
CĂSUŢA POŞTALĂ: 254

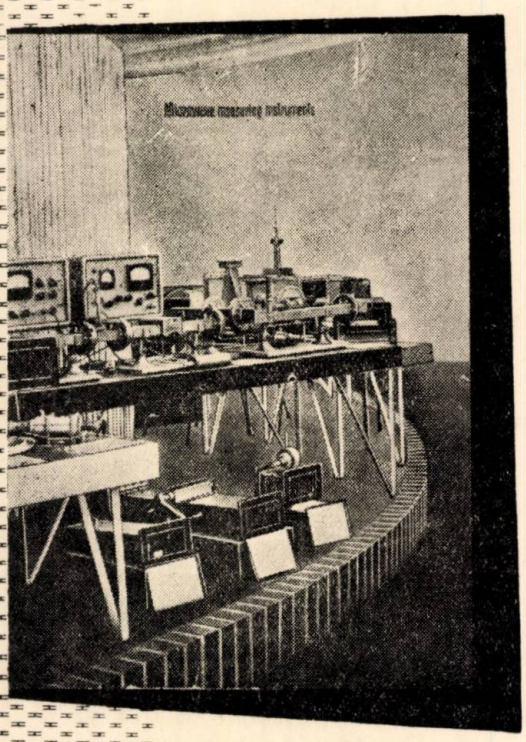
I. P. 2. c. 482

LEI 5

Automatica și Electronica



L. 5
6 1
. 3
A I
N I E
— 144
CUREȘTI



ECHIPAMENT DE MĂSURĂ PENTRU HIPERFRECVENȚE UTILIZAT ÎN TEHNICA IMPULSURILOR, DE PRODUCȚIE POLONEZĂ

Fabricăm echipament de cea mai bună calitate care se distinge prin caracteristicile sale tehnice remarcabile și precizia de execuție, asigurînd măsurări foarte precise.

Noi oferim următoarele echipamente:

- **Linii de măsură în benzile de 20 cm *(L)*, 10 cm *(S)*, 4,5 cm *(I)*, 3 cm *(X)*, 0,8 cm *(Q)***
- **Cap de detecție**
- **Generatoare de măsură**
- **Alimentări pentru clistroane**
- **Punți de măsură cu termistori**
- **Modulatori acustici**
- **Circulatori și izolatori cu ferite**
- **Atenuatori rotativi**
- **Aparate de măsură bazate pe rotația Faraday**
- **Defazori și alte echipamente de măsură.**

Documentația tehnică detaliată și oferte comerciale vă putem trimite la simpla cerere adresată direct la:

Exportator exclusiv:

„Elektrim"

SOCIETATEA POLONEZĂ CU RESPONSABILITATEA LIMITATĂ PENTRU COMERȚUL EXTERIOR DE ECHIPAMENT ELECTROTEHNIC

WARSZAWA 2, CZACKIEGO 15/17 — POLONIA
TELEGRAME: ELEKTRIM — WARSZAWA
TELEFON: 6-62-71 TELEIMPRIMATOR: 10415
CĂSUȚA POȘTALĂ: 254

E 2551

Automatica și Electronica

Vol. 5 (1961) nr. 3 (mai-iunie), p. 97—144

CUPRINS

Progresul tehnic în R.P.R. în ultimii ani
Automatica și Electronica 5 (1961) nr. 3

CZ 621.372.6 : 621.396.622.6 : 512.8
MOISIL Gr. C. :
Teoria algebrică a circuitelor cu transistoare (Partea I)
Automatica și Electronica 5 (1961) nr. 3

Se prezintă o primă parte din cadrul unei teorii algebrice a circuitelor cu transistoare, elaborată de autor. În cadrul lucrării se stabilesc funcții de lucru pentru circuitele formate din două transistoare PNP.

CZ 621—523 : 621.316.72.016.35
POPOV V. M. :
Criterii de stabilitate pentru unele tipuri de sisteme automate neliniare
Automatica și Electronica 5 (1961) nr. 3

Se expun pe scurt cîteva dintre rezultatele obținute de autor în domeniul stabilității sistemelor automate neliniare. Expunerea are un caracter introductiv. Se formulează fără demonstrații cîteva criterii suficiente de stabilitate asimptotică în mare pentru sistemele automate conținînd un singur element neliniar, insistînd asupra formei grafice a acestor criterii. Criteriile prezentate se exprimă cu ajutorul funcției de transfer a părții liniare a sistemului. Ele cuprind, la limită, criteriile de stabilitate din cazul sistemelor liniare cu parametri constanți. Ele conțin de asemenea toate rezultatele care pot fi obținute cu ajutorul algoritmelor existente de construire a unor funcții Liapunov.

CZ 621.314.2.001.2 + .003.1
LĂZĂROIU D. F., SLAIHER S. :
Proiectarea tehnico-economică a transformatoarelor de mică putere ($P \leqslant 500$ VA)
Automatica și Electronica 5 (1961) nr. 3

Se prezintă o metodică de calcul originală privind stabilirea dimensiunilor de bază ale circuitului magnetic ale transformatoarelor de mică putere ($P = 500$ VA) în condițiile obținerii minimului relativ (tehnico-economic) al prețului de cost. Se exemplifică relațiile obținute pe baza unui exemplu numeric.

CZ 622.7—523
TOADER S., BĂTRÎNA I., BOCANCIOS I. :
Automatizarea uzinelor de preparare a minereurilor neferoase
Automatica și Electronica 5 (1961) nr. 3

Se prezintă în mod informativ procedeele de automatizare în uzinele de preparare mecanică a minereurilor neferoase, arătîndu-se condițiile specifice în care funcționează schemele de automatizare. Se dau scheme de reglare automată pentru diversele secții ale uzinei.

CZ 621.34—526 : 621.316.718.1
DAMSKER D., WEINRICH G., LANDAU I., BRANA C. :
Scheme tip de acționări electrice cu reglare automată prin blocuri transistorizate
Automatica și Electronica 5 (1961) nr. 3

Pornind de la condițiile pe care trebuie să le îndeplinească elementele și sistemul de reglare tip, se prezintă sistemul de reglare în cascadă și blocurile de reglare care intră în componența sistemului unitar de elemente de automatizare pentru acționări electrice, în curs de asimilare.

CZ 621.396 : 619.3
RĂILEANU I., VÎLCOV N. :
Convertor timp-amplitudine în domeniul 6.10^{-8}—8.10^{-2} secunde
Automatica și Electronica 5 (1961) nr. 3

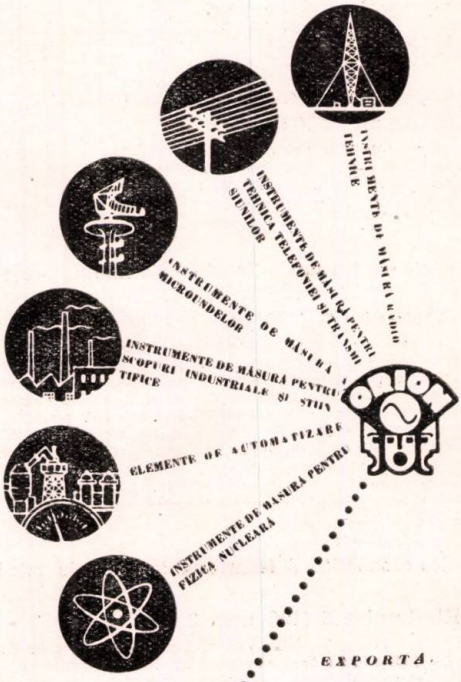
Se prezintă un convertor care transformă liniar intervale de timp în amplitudini de impulsuri, folosit în cadrul unui ansamblu de experiențe de fizică nucleară la energii înalte.

RECENZII
CRONICA
DOCUMENTARE

COMITETUL DE REDACȚIE

C. VAZACA (redactor responsabil), ing. P. DEAC, ing. GH. DECIANU, ing. I. PAPADACHE, prof. ing. C. I. PENESCU, ing. M. POPA, ing. S. SOCOL, conf. ing. R. STERE, ing. I. SZEKELY, prof. dr. ing. T. TĂNĂSESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R., conf. ing. L. UZUN.

INSTRUMENTE DE MĂSURĂ ELECTRONICE
pentru toate ramurile științei și industriei



METRIMPEX

ÎNTREPRINDERE UNGARĂ DE COMERȚ EXTERIOR PENTRU PRODUSELE INDUSTRIEI DE INSTRUMENTE

Adresa pentru scrisori: BUDAPESTA, CĂSUȚA POȘTALĂ 202 UNGARIA
Adresa telegrafică: INSTRUMENT BUDAPEST

Revista AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA, organ al Asociației Științifice a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Editor: Asociația Științifică a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Redacția și Administrația: București, Str. Ion Ghica Nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu, Telefon: 14.15.95, 14.06.24. Redacția își rezervă toate drepturile privind lucrările precum și materialul grafic-ilustrativ apărut în revistă, cît și cele privitoare la traducerea în limbi străine. Se admit extrase sau comentarii numai cu indicarea completă a sursei. Revista apare o dată la două luni. Abonamentele se primesc la administrația revistei, la sediile filialelor ASIT din întreaga țară precum și la responsabilii cu presa din cercurile ASIT. Instituțiile și întreprinderile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinete tehnice în contul nostru de virament: Publicațiile Tehnice ASIT 070124 B.R.P.R. Filiala I. V. Stalin. Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual; individual: lei 30 anual. Prețul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea Poligrafică nr. 2, București.

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. V (p. 97—144) Nr. 3, mai — iunie București, 1961

Progresul tehnic în R.P.R. în ultimii ani

La 8 Mai s-au împlinit 40 de ani de cînd a fost înființat Partidul Comunist din Romînia.

Oamenii muncii din țara noastră au întîmpinat și sărbătorit cu mare cinste acest măreț eveniment, deoarece în cele patru decenii de existență, ținînd sus steagul atotbiruitor al marxism-leninismului, partidul a luptat cu abnegație și eroism pentru libertatea și fericirea poporului romîn.

Creat în focul marilor lupte de clasă din perioada 1918—1920, P.C.R. a devenit conducătorul și brațul înarmat al clasei muncitoare din Romînia împotriva cruntului regim de exploatare burghezo-moșierese. Sub îndrumarea lui, clasa muncitoare din țara noastră, în alianță cu țărănimea muncitoare, a răsturnat dominația exploatatorilor și a instaurat regimul de democrație populară.

Călăuzit cu înțelepciune de partid, poporul romîn, devenit liber și stăpîn pe destinele sale, a pășit cu entuziasm și însuflețire la construirea unei vieți noi, lipsite de exploatare, și a străbătut o perioadă de mari realizări, în decursul căreia socialismul a învins în patria noastră.

Au crescut continuu forțele de producție, s-au lărgit și consolidat relațiile de producție socialiste în toate ramurile economiei naționale. Economia socialistă cuprinde în întregime industria, transporturile, comerțul, sistemul financiar și de credit. Cooperativizarea agriculturii a fost în linii generale înfăptuită. S-a întărit continuu alianța muncitorească-țărănească, s-a consolidat statul democrat-popular, instrument principal al clasei muncitoare în făurirea noii orînduiri.

În R.P.R. a fost construită baza economică a socialismului și în momentul de față țara noastră străbate o nouă etapă de dezvoltare: desăvîrșirea construcției socialiste. La orașe și la sate, în uzine și fabrici, pe șantiere, în stațiunile de mașini și tractoare, în gospodăriile agricole de stat, colective și în întovărășirile agricole, pretutindeni oamenii muncii luptă cu entuziasm și însuflețire pentru a înfăptui sarcinile trasate de cel de-al treilea Congres al Partidului, pentru înflorirea economică și culturală a patriei.

Victoriile obținute pînă acum de poporul romîn sînt rezultatul politicii științifice a partidului nostru, fundamentată pe aplicarea creatoare a învățăturii marxist-leniniste la condițiile țării noastre, sînt rezultatul muncii eroice a întregului popor muncitor, care, în frunte cu clasa muncitoare, aplică în viață această politică, înălțînd tot mai sus edificiul măreț al socialismului.

23 August 1944, ziua eliberării poporului romîn de sub jugul fascist, care marchează începutul revoluției populare la noi, a găsit țara noastră într-o situație dezastruoasă.

Refacerea economiei naționale s-a impus ca una din principalele sarcini economice ale primei etape a revoluției populare. Un loc deosebit de important, în această acțiune, l-a avut Conferința Națională a P.C.R. din octombrie 1945 care, alături de principala sarcină politică — întărirea și dezvoltarea regimului democrat-popular — a indicat ca sarcini economice imediate: trecerea producției de război la producția de pace, folosirea întregii capacități de producție, întărirea controlului statului asupra întreprinderilor care-i aparțineau integral sau parțial, precum și determinarea întreprinderilor particulare să participe la refacerea economiei naționale, refacerea transporturilor și lichidarea haosului economic. Industrializarea țării a fost principala sarcină de perspectivă trasată în domeniul economic.

Luptînd cu greutăți imense, la care se adaugă sabotajul sistematic al burgheziei, care mai deținea încă puterea economică, oamenii muncii, mobilizați și conduși de Partidul Comunist din Romînia, au depus eforturi eroice pentru refacerea economiei. La mijlocul anului 1947, producția industrială a ajuns față de 1938 la 70,2% în metalurgie, la 95,5% în industria carboniferă și la 80% în industria materialelor de construcție. La obținerea acestor succese a contribuit, de asemenea, ajutorul frățesc și multilateral pe care l-a acordat Uniunea Sovietică.

Perspective luminoase de dezvoltare a economiei țării noastre s-au deschis după cucerirea deplină a puterii de stat de către clasa muncitoare, sub conducerea partidului. Naționalizarea principalelor mijloace de producție din industrie, transporturi și sistemul bancar a lichidat baza economică și financiară a burgheziei industriale și financiare, a statornicit proprietatea obștească asupra principalelor mijloace de producție și a creat un important sector socialist, cu rol conducător

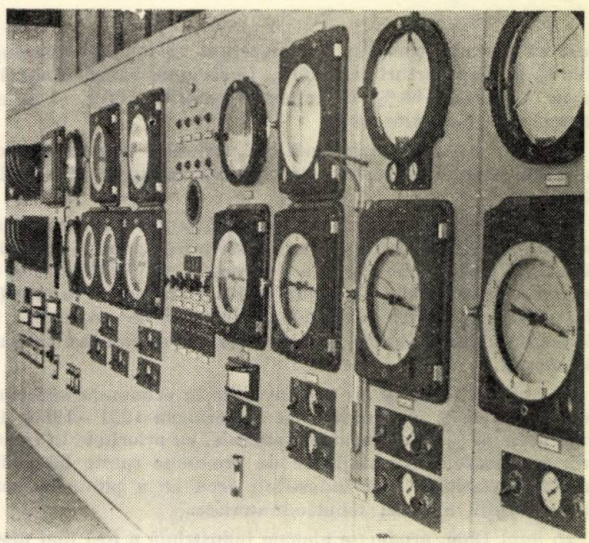


Fig. 1. Tablou de comandă, măsură și control de la Combinatul chimic Borzești.

în economia națională. Legile economice proprii economiei socialiste au căpătat cîmp larg de acțiune. Toate aceste condiții au permis trecerea la dezvoltarea planică proporțională a economiei, la industrializarea socialistă a țării, la construirea socialismului.

Linia generală a P.M.R. în construirea bazei economice a socialismului, în industrializarea socialistă, s-a oglindit în cele două planuri anuale de stat pe anii 1949 şi 1950, în primul plan cincinal, în directivele trasate de cel de-al II-lea Congres al P.M.R. pentru dezvoltarea economiei naţionale în perioada 1956—1960, precum şi în planul de electrificare a ţării.

Muncind cu abnegaţie şi eroism sub conducerea partidului şi avînd în permanenţă ajutorul frăţesc al puternicului lagăr socialist, în frunte cu U.R.S.S., oamenii muncii din ţara noastră au obţinut succese de importanţă istorică în opera de industrializare socialistă a ţării. În anii 1949—1950 s-a terminat cu succes refacerea economiei naţionale, depăşindu-se nivelul producţiei din anul 1938. La finele anului 1955 volumul producţiei industriale a fost de 2,9 ori mai mare decît în anul 1938 şi de 3,4 ori mai mare decît în anul 1948. Au fost create noi ramuri industriale care nu au existat în trecut, ca: producţia de utilaj petrolier, minier, energetic, de tractoare, maşini agricole, producţia de camioane etc.

Rezultatul îndeplinirii cu succes a primului plan cincinal a

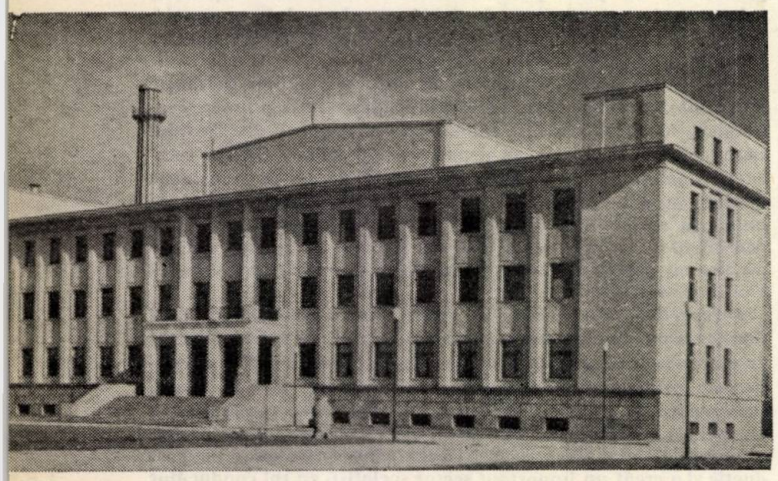


Fig. 2. Reactorul atomic al Institutului de fizică atomică.

fost că sectorul socialist a reprezentat în industrie aproape 100%, în transporturi peste 90%, în sistemul bancar financiar şi de asigurări 100%, în comerţul exterior 100% şi în comerţul interior peste 80%.

Ceea ce a caracterizat politica partidului nostru în toţi anii construcţiei socialiste este ofensiva neîntreruptă a socialismului.

Pornind de la învăţătura lui Lenin, şi anume că ritmul rapid continuu al dezvoltării economice este o lege generală a socialismului, partidul nostru şi-a concentrat în continuare şi în perioada celui de-al doilea plan cincinal eforturile în direcţia dezvoltării puternice şi rapide a forţelor de producţie, în deosebi a industriei grele, cu pivotul ei, industria constructoare de maşini.

În anii 1956—1960 au fost investite în economia naţională fonduri cu 47% mai mari decît în perioada 1951—1955, din care peste 57% s-au alocat în industrie, cu prioritate în industria producătoare de mijloace de producţie (peste 80% din totalul investiţiilor din industrie), ceea ce a permis o continuă lărgire a bazei tehnico-materiale.

În anul 1960, producţia globală industrială a fost mai mare cu circa 67% faţă de 1955, înregistrîndu-se niveluri mult sporite: energie electrică (circa 1,8 ori), minereu de fier (2,2 ori), fontă (1,7 ori), oţel (2,2 ori), motoare cu combustie internă (2,1 ori), motoare electrice (3,7 ori), tractoare (4,6 ori), autocamioane (2,8 ori), sodă caustică (3,2 ori), îngrăşăminte chimice (6,6 ori), zahăr (2,5 ori) etc.

Ritmul mediu anual de creştere a producţiei globale industriale în anii 1956—1960 a fost de 10,8%, din care 12,7% la industria mijloacelor de producţie (grupa A) şi 7,7% în industria bunurilor de consum (grupa B). Producţia mijloacelor de producţie a fost în 1960 cu circa 82% mai mare decît în anul 1955.

În opera de creare a bazei economice a socialismului partidul nostru s-a călăuzit de învăţătura leninistă cu privire la necesitatea îmbinării agriculturii cu industria socialistă într-un tot economic unitar, ducînd cu consecvenţă politica de transformare socialistă a agriculturii şi rezolvînd cu succes această sarcină deosebit de complexă a construcţiei socialiste.

Ca urmare a dezvoltării continue a economiei naţionale, nivelul de trai al celor ce muncesc a crescut simţitor. Astfel, în anul 1960 veniturile oamenilor muncii au sporit cu peste 12,3 miliarde lei faţă de anul 1955. Prin măsurile luate de partid şi guvern în anii 1959 şi 1960 au fost mărite salariile muncitorilor, inginerilor, tehnicienilor, cadrelor didactice, medicilor şi funcţionarilor, precum şi pensiile; au fost operate reduceri simţitoare la impozitul pe salarii şi s-au efectuat însemnate reduceri de preţuri la produsele de larg consum. În anul 1959 salariul real realizat a fost cu 33% superior celui din 1955.

Pentru nevoile social-culturale, statul a cheltuit fonduri importante, acordînd o atenţie deosebită construcţiilor de locuinţe, în care scop în perioada 1956—1960 au fost alocate circa 5 miliarde lei, construindu-se aproximativ 94 000 apartamente. Cheltuielile statului pentru învăţămînt, cultură, ocrotirea sănătăţii, prevederi sociale, asigurări sociale de stat, odihna oamenilor muncii şi alocaţii pentru copii au însumat în această perioadă peste 55 miliarde lei.

Corespunzător profundelor transformări petrecute în economie, au avut loc schimbări radicale şi în structura socială a ţării noastre. Clasa muncitoare condusă şi îndrumată de partid şi-a întărit rolul conducător în întreaga viaţă socială a ţării, dovedindu-se a fi la înălţimea misiunii sale istorice. La sate se formează şi se dezvoltă continuu clasa nouă a ţărănimii colectiviste, care îşi duce activitatea pe baza proprietăţii socialiste asupra mijloacelor de producţie, pe baza muncii în comun şi a folosirii tot mai intense a maşinilor. Ca rezultat al desăvîrşirii revoluţiei culturale s-a format o nouă intelectualitate legată de popor, participantă activă la construirea socialismului. Odată cu activitatea intensă desfăşurată de partid, creşte şi conştiinţa socialistă a oamenilor muncii, se dezvoltă noile relaţii de întrajutorare tovărăşească între oameni.

•

Succesele obţinute în construirea bazei tehnico-materiale a socialismului au creat condiţiile tehnice pentru progresul, într-un ritm şi mai rapid, al economiei naţionale în anii următori.

„Obiectivul principal al planului economic pe anii 1960—1965 — arată tovarăşul Gheorghe Gheorghiu-Dej în raportul prezentat la Congresul al III-lea — este dezvoltarea bazei tehnice materiale a socialismului, încheierea procesului de făurire a relaţiilor de producţie socialiste în vederea desăvîrşirii construcţiei socialismului".

Realizarea acestei dezvoltări impune continuarea în ritm susţinut a industrializării ţării, extinderea marii producţii bazată pe mecanizare, electrificare şi automatizare, pe utilizarea resurselor noi de materii prime şi de energie, întărirea rolului industriei grele şi, în special, al construcţiei de maşini.

În acest scop, în planul economic pe 6 ani au fost prevăzute fonduri de investiţii pentru dezvoltarea industriei de peste două ori mai mari decît în perioada celor şase ani anteriori.

Producţia industrială în anul 1965 va creşte de aproximativ 2,1 ori faţă de 1959, iar ritmul mediu anual de creştere va fi de circa 13%, faţă de aproximativ 10% în anii 1954—1959. Producţia mijloacelor de producţie în anul 1965 va creşte de 2,2 ori, cu un ritm mediu anual de 14%.

Partidul Muncitoresc Romîn a subliniat permanent necesitatea promovării cu curaj a tehnicii şi tehnologiei înaintate şi a indicat căile îmbunătăţirii continue a tehnicii de producţie. Pe această linie, o însemnătate deosebită are şi Hotărîrea C.C. al P.M.R. şi a Consiliului de Miniştri al R.P.R. cu privire la ridicarea nivelului tehnic al producţiei, care pe baza sarcinilor trasate de Congresul al III-lea al P.M.R. adoptă un amplu

sistem de măsuri menite să asigure intensificarea progresului tehnic în economia naţională, potrivit cerinţelor desăvîrşirii construirii socialismului. Ridicarea nivelului tehnic al producţiei trebuie să ducă la îmbunătăţirea considerabilă a calităţii produselor şi valorificarea superioară a resurselor naturale, probleme centrale ale întregii economii.

Pe baza introducerii tehnicii noi, a ridicării calificării muncitorilor, îmbunătăţirii indicilor de folosire a utilajelor etc. se prevede pînă în anul 1965 o creştere a productivităţii muncii de 60—65%, pe seama căreia se va obţine peste 70% din sporul producţiei industriale. Paralel, salariul real va creşte pînă în anul 1965 cu 40—45% faţă de a doua jumătate a anului 1959. Îmbunătăţirea generală a activităţii tehnico-economice se va reflecta în scăderea preţului de cost, care în industria republicană va reprezenta 15—16%, şi în creşterea calităţii produselor.

Grija partidului pentru crearea şi îmbunătăţirea continuă a condiţiilor de viaţă şi de muncă se reflectă în volumul imens de fonduri prevăzute a se investi în lucrări cu caracter social-cultural. În perioada 1960—1965 vor fi puse la dispoziţia oamenilor muncii circa 300 000 apartamente, adică de trei ori mai mult decît s-a realizat în cei 6 ani precedenţi.

*

În anii de democraţie populară s-a creat o puternică industrie socialistă cu un înalt grad de mecanizare şi s-a deschis drumul automatizării. Numai în anii 1956—1959, au fost construite un număr de 101 întreprinderi noi şi 93 secţii noi şi au fost reutilate şi dezvoltate 294 întreprinderi, corespunzător cu cerinţele tehnicii celei mai moderne.

Căile principale ale progresului tehnic contemporan, mecanizarea şi automatizarea, capătă o extindere tot mai mare în economia ţării noastre. Introducerea lor ridică substanţial, cantitativ şi calitativ, nivelul producţiei, aduce perfecţionări în tehnologia de fabricaţie, creează noi raporturi tehnico-economice între ramuri, intensifică cooperarea şi specializarea întreprinderilor.

În întreprinderile industriale existente ca şi în obiectivele industriale nou construite este introdusă pe scară tot mai largă mecanizarea şi automatizarea. La Combinatul siderurgic Hunedoara, două mari furnale dispun de automatizarea completă a sistemului de încărcare, sînt prevăzute cu un sistem de control şi măsură centralizat care permite stăpînirea cu uşurinţă a procesului tehnologic. Aceasta a dus la creşterea producţiei specifice a furnalelor cu 30%, iar personalul operator al unui furnal a scăzut de la 65 la 8 muncitori. La fabrica de ţevi din Roman, majoritatea instalaţiilor sînt prevăzute cu sisteme moderne de acţionare automată, egalînd ca nivel tehnic cele mai moderne instalaţii similare pe plan mondial. În industria cocsului la Hunedoara, secţia de pregătire a cărbunelui este dotată cu o centrală de control şi comandă, iar la bateriile de cocs şi secţiile de prelucrare a produselor secundare toţi parametrii principali ai procesului tehnologic sînt reglaţi automat.

Oţelăria de la Reşiţa, laminorul de 650 mm, blumingul şi noua oţelărie Martin de la Combinatul siderurgic Hunedoara, termocentralele Borzeşti şi Paroşeni, uzinele „Iosif Rangheţ" — Arad, uzinele „Tudor Vladimirescu" — Bucureşti, Fabrica de rulmenţi de la Bîrlad, uzinele „Electroputere" — Craiova, reactorul atomic, complexele pentru industrializarea lemnului de la Brăila, Gălăuţaş şi Tîrgu-Jiu etc. sînt prevăzute parţial sau în întregime cu instalaţii moderne pe baza unei tehnici înaintate.

Introducerea automatizării în industria chimică a avut un rol important pentru creşterea productivităţii muncii şi îmbunătăţirea calităţii produselor. Majoritatea întreprinderilor din industria chimică construite sau reutilate în ultimii ani sînt prevăzute cu sisteme de control şi comandă centralizată pe secţii; în multe cazuri, din camere de comandă special amenajate, toţi parametrii principali ai procesului de producţie sînt reglaţi automat. Aşa sînt Uzinele chimice Turda, Fabrica de fire şi fibre sintetice de la Săvineşti, Fabrica de antibiotice de la Iaşi, unele secţii ale combinatelor chimice din Năvodari, Govora, Făgăraş, Rîşnov şi Victoria. La întreprinderile ce se vor pune în funcţiune în anii planului de 6 ani, chiar acest nivel se consideră ca un minim, numeroase secţii ale acestora urmînd a fi automatizate complex — ca de exemplu la Fabrica de clorură de vinil monomer şi polimer de la Combinatul chimic din Borzeşti, mai multe secţii la Combinatul chimic din Craiova ş.a. În unele secţii procesul tehnologic va fi controlat şi condus cu maşini electronice de calcul.

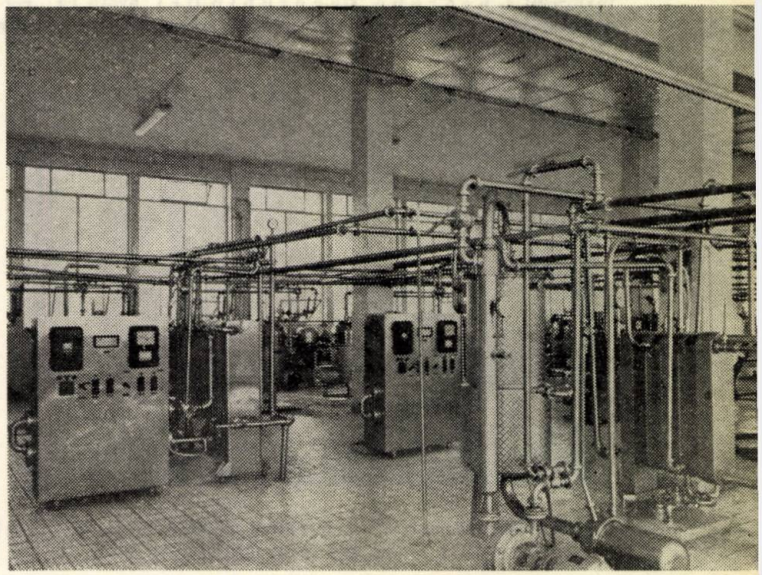


Fig. 3. Combinatul de produse lactate Militari.

Progresul tehnic în perioada planului de şase ani are ca principale direcţii intensificarea mecanizării şi automatizării producţiei, îndeosebi în acele ramuri în care se poate obţine cea mai mare eficacitate economică, concretizată prin ridicarea productivităţii muncii şi prin reducerea preţului de cost. În toate ramurile industriei prelucrătoare se vor introduce maşini automate individuale şi linii automate. Industria constructoare

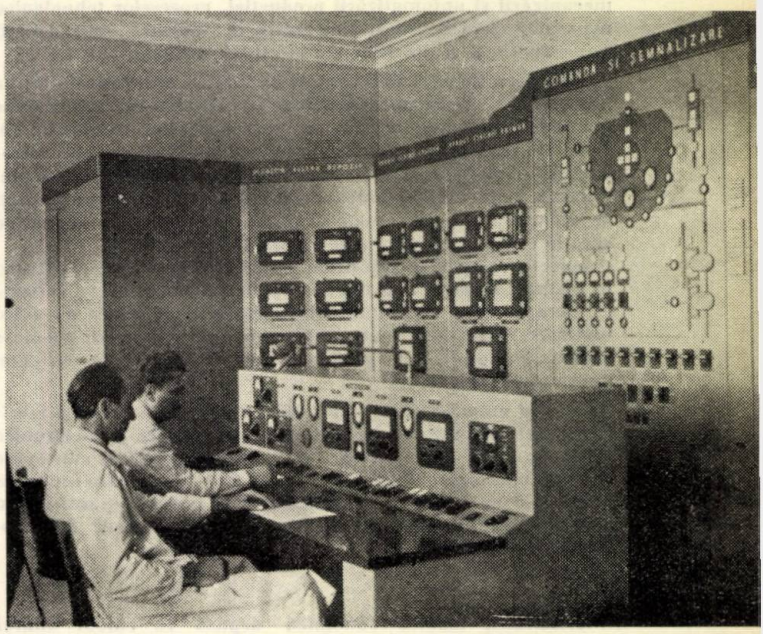


Fig. 4. Panoul de comandă al reactorului atomic de la Institutul de fizică atomică.

de maşini va fi dotată cu maşini-unelte automate cu operaţii multiple (cu program), maşini de copiat electronice, linii automate şi semiautomate pentru fabricarea de elemente tipizate de maşini şi piese de serie mare. Maşinile electronice

de calcul se vor folosi din ce în ce mai mult în industrie şi economie. Un grad înalt de automatizare se va introduce şi în industria chimică, unde investiţiile pentru mijloace de automatizare vor creşte de aproape patru ori.

În raportul prezentat la Congresul al III-lea al partidului, tovarăşul Gheorghe Gheorghiu-Dej arată că „cercetările în domeniul ştiinţelor tehnice trebuie orientate spre

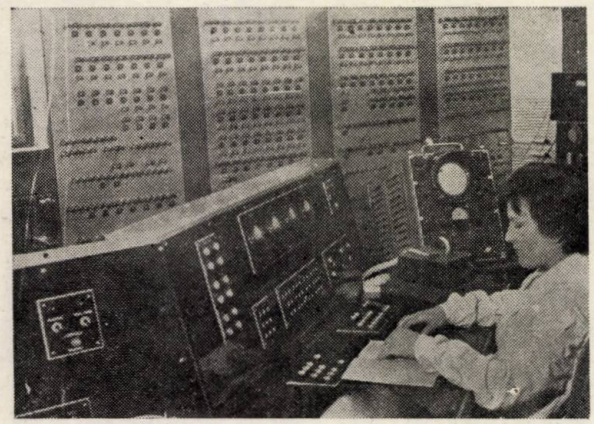


Fig. 5. Maşina electronică de calcul CIFA-1 de la Institutul de fizică atomică.

rezolvarea problemelor valorificării superioare a resurselor energetice şi de materii prime, automatizării şi perfecţionării maşinilor fabricate în ţară, îmbunătăţirii tehnologiei în toate ramurile de producţie". Prin directivele Congresului al III-lea al partidului se stabileşte o sferă largă de preocupări fizicienilor şi chimiştilor în domeniul folosirii energiei nucleare în scopuri paşnice, al folosirii maşinilor de calculat şi a aparatelor electronice, al semiconductoarelor, materialelor sintetice, petrochimiei, îngrăşămintelor chimice etc.

Directivele subliniază că „se va acorda o deosebită atenţie mecanizării şi automatizării producţiei, proceselor tehnologice avansate, specializării şi cooperării în industrie, introducerii în producţie a realizărilor ştiinţei şi tehnicii moderne".

Hotărîrea Comitetului Central al P.M.R. şi a Consiliului de Miniştri al R. P. Romîne cu privire la ridicarea nivelului tehnic al producţiei concretizează, pe baza sarcinilor trasate de cel de-al III-lea Congres al partidului, căile principale ale introducerii tehnicii de cel mai înalt nivel în economia naţională. Această hotărîre deschide calea celor mai largi posibilităţi de valorificare a imenselor avantaje economice şi sociale pe care le oferă mecanizarea şi automatizarea.

Cercetarea tehnico-ştiinţifică a fost orientată către aplicarea în producţie a celor mai noi descoperiri. Acest lucru va permite ca pînă în anul 1965 industria noastră de mijloace de automatizare să producă toate sortimentele de aparatură necesare pentru automatizarea proceselor de producţie la cel mai înalt nivel tehnic.

Încă în cursul anilor 1962—1963 va putea fi însuşită fabricarea sistemelor moderne unificate pneumatice şi electronice cu performanţe egale cu cele ale aparaturii similare cunoscute pe piaţa mondială. În acelaşi timp, experienţa pe care industria noastră o va cîştiga prin introducerea acestei aparaturi va crea una din principalele premise necesare trecerii la automatizarea complexă.

*

Activitatea tehnico-economică depusă în cursul anului 1960, primul an al planului de şase ani, s-a încheiat cu importante succese în toate ramurile economiei noastre naţionale.

Planul producţiei globale al întregii industrii a fost realizat în proporţie de 103,6%, înregistrîndu-se faţă de anul 1959 o creştere de 16,9%, superioară ritmului mediu anual de circa 13% prevăzut în planul de şase ani.

În expunerea făcută la începutul lunii martie a.c. la adunarea electorală din sala Floreasca, tovarăşul Gheorghe Gheorghiu-Dej a arătat: „Şi 1961, cel de-al doilea an al planului de şase ani, a început sub bune auspicii. Este semnificativ că, după datele preliminare, volumul global al producţiei industriale realizat în luna ianuarie 1961 a fost cu 22% mai mare decît în ianuarie 1960. În primele două luni ale anului 1961 producţia globală industrială este egală cu aproape întreaga producţie industrială a anului 1938".

Aceasta dovedeşte abnegaţia cu care clasa muncitoare de la noi, sub conducerea înţeleaptă a partidului, luptă pentru realizarea şi depăşirea programului de muncă şi de luptă elaborat de Congresul al III-lea al P.M.R.

Glorioasa aniversare a 40 de ani de la înfiinţarea Partidului Comunist din Romînia a constituit un stimulent în munca desfăşurată de poporul romîn, care a întîmpinat măreaţa aniversare într-o atmosferă de muncă creatoare, desfăşurînd şi mai larg întrecerea socialistă pentru a obţine noi şi importante succese în toate domeniile de activitate.

În întreaga ţară, oamenii muncii au primit cu entuziasm şi însufleţire Directivele C.C. al P.M.R. cu privire la criteriile întrecerii socialiste în cinstea aniversării a 40 de ani de la înfiinţarea partidului.

În toate ramurile economiei naţionale, muncitorii, inginerii şi tehnicienii desfăşoară o acţiune susţinută pentru îmbunătăţirea continuă a calităţii produselor, obiectivul principal al acestei întreceri. Ridicarea nivelului calitativ al produselor face parte integrantă din lupta pentru îndeplinirea tuturor sarcinilor planului pe 1961 şi a planului de şase ani.

Muncitorii, inginerii şi tehnicienii care lucrează în domeniul automatizării producţiei, antrenaţi în întrecerea socialistă, luptă în prezent pentru îmbunătăţirea calităţii muncii lor, pentru realizarea unor instalaţii de automatizare la nivelul celor mai noi descoperiri din ştiinţă şi tehnică, capabile să asigure o creştere mare a productivităţii muncii, reducerea preţului de cost şi o calitate superioară a produselor.

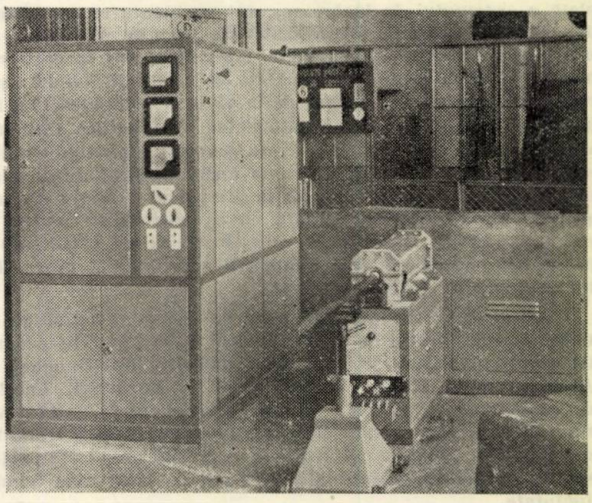


Fig. 6. Instalaţia de călire prin curenţi de înaltă frecvenţă „CIF".

Sub îndrumarea organizaţiilor de partid, ei vor şti să se achite cu cinste de sarcinile puse în faţa lor de către partid şi în continuare îşi vor mări aportul la vasta operă de desăvîrşire a socialismului în ţara noastră, care se desfăşoară sub conducerea înţeleaptă a P.M.R.

GRIGORE C. MOISIL *

Teoria algebrică a circuitelor cu transistoare (Partea I)

Funcţiile de lucru ale circuitelor cu transistoare

CZ 621.372.6 : 621.396.622.6 : 512.8

Circuite cu transistoare PNP

Două transistoare PNP pot fi montate în unul din cele cinci moduri date în figurile 1—5 de mai jos.

Pentru circuitele din figurile 1—4 comanda se dă pe bază prin pulsuri negative. Pentru circuitul din fig. 5 comanda se dă pe emiter prin pulsuri pozitive.

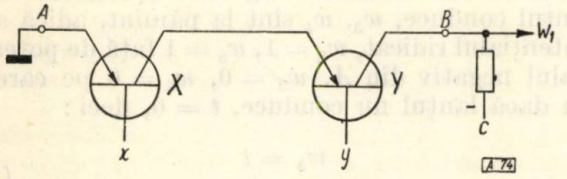


Fig. 1.

Pentru circuitele din figurile 1, 3 şi 5 ieşirile dau pulsuri pozitive, în timp ce pentru circuitele din figurile 2 şi 4 ieşirile dau pulsuri negative.

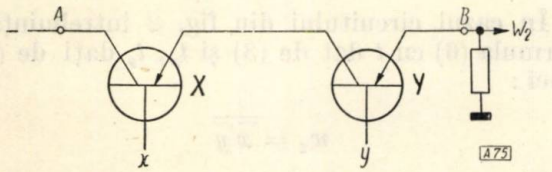


Fig. 2.

Pentru a face o teorie algebrică a acestor circuite vom observa că atît în cazul pulsurilor negative cît şi în cel al pulsurilor pozitive avem

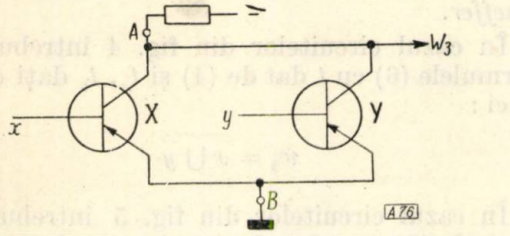


Fig. 3.

două stări de potenţial : înalt şi jos. Vom introduce variabile care iau două valori :

$x = 0$ potenţial coborît
$x = 1$ potenţial ridicat.

Astfel, în cazul pulsurilor negative, variabila ia valorile :

$x = 1$ în timpul pauzei
$x = 0$ în timpul pulsului.

În cazul pulsurilor pozitive variabila ia valorile :

$x = 0$ în timpul pauzei
$x = 1$ în timpul pulsului.

Pentru fiecare transistor vom introduce o variabilă t care va lua valorile :

$t = 0$ dacă transistorul e tăiat
$t = 1$ dacă transistorul conduce.

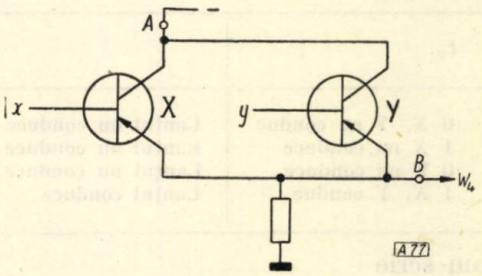


Fig. 4.

Dacă variabila v ia valorile 0 şi 1 vom introduce funcţia $\bar{v}$, definită prin

$$\bar{0} = 1, \quad \bar{1} = 0$$

Această funcţie e numită *negaţia*.

Fie x variabila asociată comenzii şi t cea asociată stării transistorului.

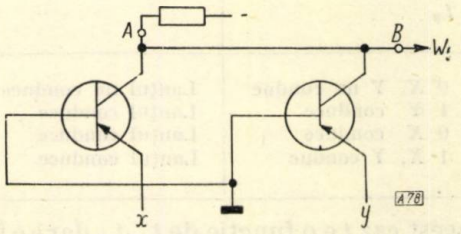


Fig. 5.

În cazul transistorului cu comanda pe bază, această comandă se dă prin pulsuri negative. Avem

$$t = \bar{x} \qquad (1)$$

Într-adevăr, emiterul e la pămînt. Dacă $x=1$, baza e la pămînt, transistorul e tăiat, $t = 0$.

* Acad. *Gr. C. Moisil* este profesor la Universitatea „C.I. Parhon" din Bucureşti şi preşedinte al Comisiei de automatizare de pe lîngă Prezidiul Academiei R.P.R.

Dacă $x = 0$ baza e comandată de pulsul negativ, potențialul bazei e negativ, în timp ce potențialul emiterului e la pământ, deci transistorul conduce, $t = 1$.

Relația (1) e demonstrată.

În cazul transistorului comandat pe emiter, comanda se dă prin pulsuri pozitive. Avem:

$$t = x \tag{2}$$

Într-adevăr, colectorul e alimentat negativ. Dacă $x=0$, emiterul e la pământ, deci transistorul e tăiat, $t = 0$. Dacă $x=1$, emiterul e comandat de pulsul pozitiv, deci potențialul său e pozitiv, în timp ce potențialul bazei e la pământ; transistorul conduce, $t = 1$ şi relația (2) e dovedită.

Lanțul celor două conductoare din figurile 1 şi 2 conduce dacă amîndouă transistoarele conduc şi nu conduce dacă măcar unul din ele nu conduce. Aşa dar, conductibilitatea totală t a lanțului între A şi B e dată de tabela 1:

Tabela 1

t_x	t_y		t
0	0 X, Y nu conduc	Lanțul nu conduce	0
0	1 X nu conduce	Lanțul nu conduce	0
1	0 Y nu conduce	Lanțul nu conduce	0
1	1 X, Y conduc	Lanțul conduce	1

Vom scrie

$$t = t_x\, t_y \tag{3}$$

deoarece variabila t, după cum se vede din tabela precedentă, e produsul $t_x\, t_y$. Această funcție e numită *conjuncție* sau *produs*.

Lanțul celor două conductoare din figurile 3, 4 şi 5 conduce dacă măcar unul din transistoare conduce. Conductibilitatea t a lanțului între A şi B e dată deci de tabela 2

Tabela 2

t_x	t_y		t
0	0 X, Y nu conduc	Lanțul nu conduce	0
0	1 Y conduce	Lanțul conduce	1
1	0 X conduce	Lanțul conduce	1
1	1 X, Y conduc	Lanțul conduce	1

În acest caz t e o funcție de t_x, t_y, dar e o funcție nouă pe care o numim „$\cup$”

$$t = t_x \cup t_y \tag{4}$$

Această funcție e numită *disjuncție*.

În cazul circuitelor din figurile 2 şi 4, dacă lanțul conduce, atunci ieşirea e la potențialul lui A, iar în cazul celor din figurile 1, 3 şi 5, dacă lanțul nu conduce, ieşirea e la potențialul lui A.

În cazul circuitului din fig. 1, dacă $t = 1$, lanțul conduce, w_1 e la potențialul lui A, deci la pământ, deci potențialul e ridicat, deci $w_1=1$, iar dacă $t = 0$ lanțul nu conduce, w_1 e la potențialul lui C, deci la potențial coborît, deci $w_1 = 0$, deci:

$$w_1 = t \tag{5}$$

În cazul circuitelor din figurile 2 şi 4, dacă $t=1$, lanțul conduce, deci w_2 şi w_4 sînt la potențialul negativ al lui A, deci $w_2 = 0$, $w_4 = 0$, iar dacă $t = 0$ lanțul nu conduce şi w_2, w_4 sînt la pământ, deci $w_2 = 1$, $w_4 = 1$, deci:

$$\begin{aligned} w_2 &= \bar{t} \\ w_4 &= \bar{t} \end{aligned} \tag{6}$$

În cazul circuitelor din figurile 3 şi 5, dacă $t=1$, lanțul conduce, w_3, w_4 sînt la pământ, adică au potențialul ridicat, $w_3 = 1$, $w_5 = 1$ față de potențialul negativ din A, $w_3 = 0$, $w_5 = 0$ pe care-l au dacă lanțul nu conduce, $t = 0$, deci:

$$\begin{aligned} w_3 &= t \\ w_5 &= t \end{aligned} \tag{7}$$

Aşa dar, în cazul circuitului din fig. 1 întrebuințăm formula (5) cu t dat de (3) şi t_x, t_y dați de (1), deci:

$$w_1 = \bar{x}\, \bar{y} \tag{8}$$

În cazul circuitului din fig. 2 întrebuințăm formula (6) cu t dat de (3) şi t_x, t_y dați de (1), deci:

$$w_2 = \overline{\bar{x}\, \bar{y}} \tag{9}$$

În cazul circuitelor din fig. 3 întrebuințăm formula (7) cu t dat de (4) şi t_x, t_y dați de (1), deci

$$w_3 = \bar{x} \cup \bar{y} \tag{10}$$

Funcțiile (8), (10) sînt numite *funcțiile lui Sheffer*.

În cazul circuitelor din fig. 4 întrebuințăm formulele (6) cu t dat de (4) şi t_x, t_y dați de (1), deci:

$$w_4 = \overline{\bar{x} \cup \bar{y}} \tag{11}$$

În cazul circuitelor din fig. 5 întrebuințăm formula (7) cu t dat de (4) şi t_x, t_y dați de (2), deci

$$w_5 = x \cup y \tag{12}$$

Vom transforma formulele (9) şi (11) ținînd seama de următoarele trei legi:

$$\bar{\bar{a}} = a \tag{13}$$

$$\overline{a \cup b} = \bar{a}\, \bar{b} \tag{14}$$

$$\overline{a\, b} = \bar{a} \cup \bar{b} \tag{15}$$

Demonstrația egalității (13) se face ușor

$$\overline{\overline{0}} = \overline{1} = 0 \qquad \overline{\overline{1}} = \overline{0} = 1$$

Demonstrația egalităților (14) (15) se face calculînd membrul I și membrul II în cele 4 cazuri.

Tabela 3

a	b	$\overline{a}$	$\overline{b}$	$a \cup b$	$\overline{a \cup b}$	$\overline{a}\,\overline{b}$	ab	$\overline{ab}$	$\overline{a} \cup \overline{b}$
0	0	1	1	0	1	1	0	1	1
0	1	1	0	1	0	0	0	1	1
1	0	0	1	1	0	0	0	1	1
1	1	0	0	1	0	0	1	0	0

Obținem :

$$w_2 = \overline{\overline{x}\,\overline{y}} = \overline{\overline{x}} \cup \overline{\overline{y}} = x \cup y$$

$$w_4 = \overline{\overline{x} \cup \overline{y}} = \overline{\overline{x}}\,\overline{\overline{y}} = xy$$

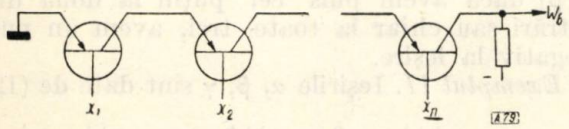


Fig. 6.

deci :

$$w_2 = x \cup y \tag{16}$$

$$w_4 = xy \tag{17}$$

Montaje de tipul celor din figurile 1—5 se pot face și cu mai multe transistoare, ca în figurile 6—10.

Vom introduce funcțiile de n variabile:

$$x_1 \ldots x_n = \begin{cases} 1 \text{ dacă } x_1 = \ldots = x_n = 1 \\ 0 \text{ în celelalte cazuri} \end{cases}$$

$$x_1 \cup \ldots \cup x_n = \begin{cases} 0 \text{ dacă } x_1 = \ldots = x_n = 0 \\ 1 \text{ în celelalte cazuri} \end{cases}$$

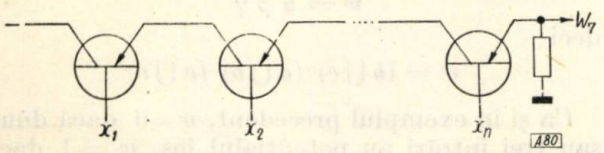


Fig. 7.

Se extind ușor egalitățile (14) (15)

$$\overline{x_1 \cup \ldots \cup x_n} = \overline{x}_1 \ldots \overline{x}_n \tag{18}$$

$$\overline{x_1 \ldots x_n} = \overline{x}_1 \cup \ldots \cup \overline{x}_n \tag{19}$$

Lanțul de transistoare din fig. 6 și 7 are conductibilitatea

$$t = t_1 \cup \ldots \cup t_n \tag{20}$$

deoarece acest lanț conduce, $t = 1$, numai dacă toate transistoarele conduc, $t_1 = \ldots = t_n = 1$, altfel nu conduce, $t = 0$, iar cel al transistoarelor din fig. 8, 9 și 10 are conductibilitatea

$$t = t_1 \ldots t_n \tag{21}$$

deoarece lanțul conduce, $t = 1$, dacă măcar unul

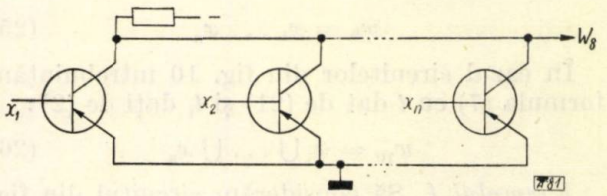


Fig. 8.

din transistoare conduce; altfel, dacă nici unul din transistoare nu conduce, $t_1 = \ldots = t_n = 0$, nici lanțul nu conduce.

În cazul circuitului din fig. 6 întrebuințăm formula (5) cu t dat de (20) și t_i dați de (1), deci

$$w_6 = \overline{x}_1 \ldots \overline{x}_n \tag{22}$$

În cazul circuitului din fig. 7 întrebuințăm formula (6) cu t dat de (20) și t_i dați de (1), deci

$$w_7 = \overline{x_1 \ldots x_n}$$

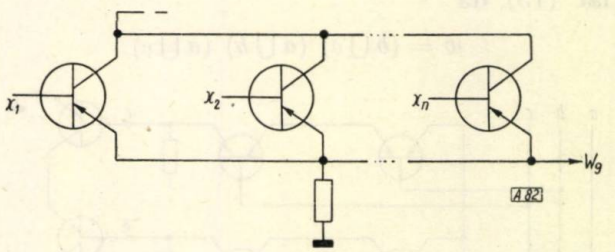


Fig. 9.

deci cu (19)

$$w_7 = \overline{\overline{x}}_1 \cup \ldots [\cup \overline{\overline{x}}_n$$

deci cu (13)

$$w_7 = x_1 \cup \ldots \cup x_n \tag{23}$$

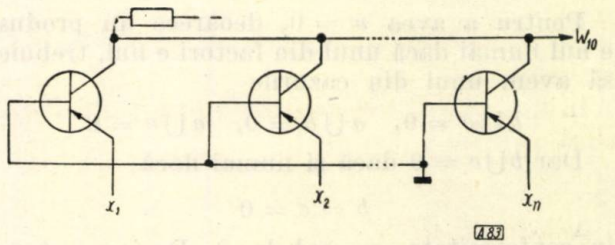


Fig. 10.

În cazul circuitelor din fig. 8 întrebuințăm formula (7) cu t dat de (21) și t_i dați de (1), deci

$$w_8 = \overline{x}_1 \cup \ldots \cup \overline{x}_n \tag{24}$$

În cazul circuitelor din fig. 9 întrebuinţăm formula (6) cu t dat de (21) şi t_i daţi de (1), deci

$$w_9 = \overline{\overline{x_1} \cup \ldots \cup \overline{x_n}}$$

deci cu (18)

$$w_9 = \overline{\overline{x_1}} \ldots \overline{\overline{x_n}}$$

deci cu (13)

$$w_9 = x_1 \ldots x_n \qquad (25)$$

În cazul circuitelor din fig. 10 întrebuinţăm formula (7) cu t dat de (21) şi t_i daţi de (2):

$$w_{10} = x_1 \cup \ldots \cup x_n \qquad (26)$$

Exemplul I. Să considerăm circuitul din fig. 11. Potenţialul în punctele α, β, γ e dat de formula (8), deoarece montajul e cel din fig. 1

$$\alpha = \bar{b}\,\bar{c}, \quad \beta = \bar{a}\,\bar{b}, \quad \gamma = \bar{a}\,\bar{c}$$

Potenţialul în punctul w e dat de formula (22), deoarece montajul e cel din fig. 6

$$w = \bar{\alpha}\,\bar{\beta}\,\bar{\gamma}$$

deci

$$w = \overline{\bar{b}\,\bar{c}}\;\overline{\bar{a}\,\bar{b}}\;\overline{\bar{a}\,\bar{c}}$$

Formula (15) dă

$$w = (\overline{\overline{b} \cup \overline{c}})\ (\overline{\overline{a} \cup \overline{b}})\ (\overline{\overline{a} \cup \overline{c}}).$$

iar (13) dă

$$w = (b \cup c)\ (a \cup b)\ (a \cup c)$$

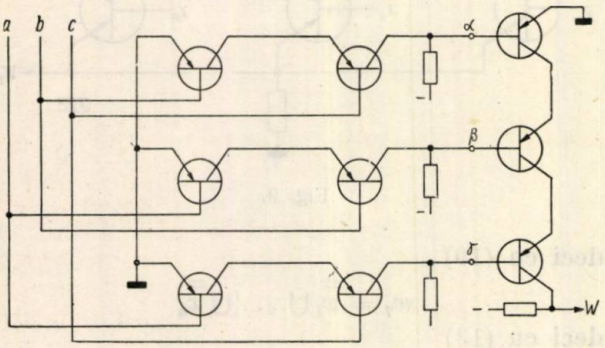


Fig. 11.

Pentru a avea $w = 0$, deoarece un produs e nul numai dacă unul din factori e nul, trebuie să avem unul din cazurile

$$b \cup c = 0, \quad a \cup b = 0, \quad a \cup c = 0$$

Dar $b \cup c = 0$ dacă şi numai dacă

$$b = c = 0$$

în conformitate cu tabela 3. Deci $w = 0$ în unul din cazurile

$$b = c = 0, \quad a = b = 0, \quad a = c = 0$$

deci, dacă cel puţin două din intrări au potenţialul jos, deci dacă cel mult una din intrări are potenţialul ridicat. Dacă unul din cazurile de mai jos are loc

$$b = c = 1, \quad a = b = 1, \quad a = c = 1,$$

atunci : în primul caz, $b = c = 1$, avem $b \cup c$ $a \cup b = a \cup c = 1$, deci $w = 1$; analog în celelalte cazuri. Deci $w = 1$ dacă cel puţin două din intrări au potenţialul ridicat.

Comenzile a, b, c, se dau prin pulsuri negative. Deci, în lipsă de pulsuri, intrările sînt la potenţial ridicat $a = b = c = 1$ şi ieşirea dă $w = 1$, deci e la potenţial ridicat. Tot astfel dacă avem puls negativ la o singură intrare, de pildă dacă $a = 0$, $b = c = 1$; în acest caz $w = 1$ şi ieşirea e la potenţial ridicat.

Dacă însă avem puls negativ la două intrări, de pildă dacă $b = c = 0$, atunci $w = 0$, ieşirea e la potenţialul scăzut, deci avem un puls negativ. Deci

α) dacă avem pauză la cele două intrări sau dacă avem puls la cel mult o intrare, ieşirea e în pauză ;

β) dacă avem puls cel puţin la două din intrări sau chiar la toate trei, avem un puls negativ la ieşire.

Exemplul II. Ieşirile α, β, γ sînt date de (12)

$$\alpha = b \cup c, \quad \beta = a \cup b, \quad \gamma = a \cup c$$

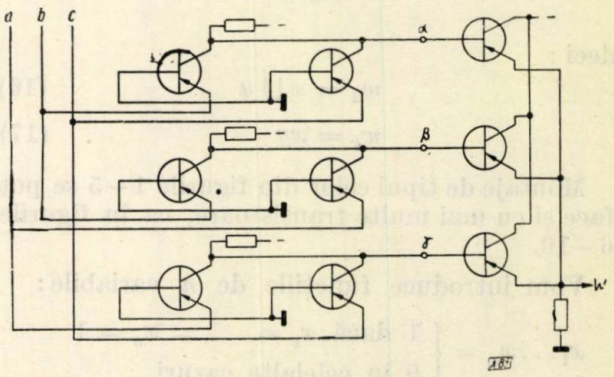


Fig. 12.

iar w e dat de (25)

$$w = \alpha\,\beta\,\gamma$$

deci

$$w = (b \cup c)\ (a \cup b)\ (a \cup c)$$

Ca şi în exemplul precedent, $w = 0$ dacă două sau trei intrări au potenţialul jos, $w = 1$ dacă două sau trei intrări au potenţialul ridicat.

Comenzile se dau pe emiteri cu pulsuri pozitive.

Dacă intrările sînt în pauză ele au potenţialul jos, $a = b = c = 0$; dacă avem puls pozitiv la o singură intrare, de pildă $a = 1$, $b = c = 0$; în amîndouă cazurile $w = 0$.

Dacă avem puls la două intrări $a = 0$, $b = c = 1$ sau la toate trei $a = b = c = 1$, atunci $w = 1$ şi avem puls pozitiv.

VASILE M. POPOV*

Criterii de stabilitate pentru unele tipuri de sisteme automate neliniare

CZ 621-523 : 621.316.72.016.35.

În prezenta lucrare se expun pe scurt cîteva dintre rezultatele obținute de autor în cadrul Institutului de energetică al Academiei R.P.R., în domeniul stabilității sistemelor automate neliniare. Se știe că problema generală a stabilității mișcării a fost supusă unui studiu matematic general și profund încă din secolul trecut de către A. M. Liapunov, ale cărui rezultate stau la baza oricărei cercetări ulterioare în acest domeniu [1]. Aplicarea rezultatelor generale ale lui A. M. Liapunov la studiul stabilității sistemelor automate neliniare se datorește aproape exclusiv cercetătorilor sovietici și în special lui A. I. Lurie și școlii sale [2,3,4]. Cercetările efectuate în acest domeniu l-au condus pe autor la stabilirea unei metode noi, pe baza căreia a obținut criterii de stabilitate pentru diferite tipuri de sisteme neliniare.

Scopul articolului de față este de a prezenta o sumară introducere în acest cerc de idei. Articolul conține o parte dintre rezultatele stabilite în lucrările [5,6,7,8], modificîndu-se față de aceste lucrări modul de a pune problema și renunțînd la generalitatea tratării în favoarea simplității expunerii.

Formularea cîtorva probleme cunoscute de stabilitate

Problemele tratate în prezentul articol se încadrează într-o categorie generală de probleme de stabilitate care au devenit, am putea spune, clasice și care vor fi amintite aici pe scurt. Se consideră un sistem automat format dintr-un bloc liniar L și un bloc N, care poate fi liniar sau neliniar (fig. 1). Se presupune că blocul L este descris matematic printr-o ecuație diferențială ordinară liniară, cu coeficienți constanți, sau de un sistem de asemenea ecuații. Blocul N se presupune că este descris printr-o ecuație algebrică de forma :

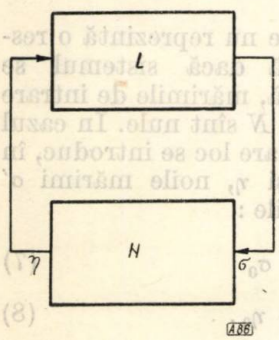


Fig. 1. Sistemele studiate în lucrare.

$$\eta = \varphi(\sigma) \qquad (1)$$

unde σ reprezintă mărimea de intrare iar η, mărimea de ieșire ale blocului N. Funcția $\varphi(\sigma)$ reprezintă caracteristica elementului neliniar. O primă problemă de stabilitate pentru sistemele de acest tip este următoarea : caracteristica neliniară fiind dată, se caută condițiile pe care trebuie să le îndeplinească blocul L pentru ca starea staționară a sistemului studiat să fie asimptotic stabilă în mare. Amintim că, prin definiție, starea staționară a unui sistem automat este asimptotic stabilă în mare dacă în decursul oricărei evoluții a sistemului starea sistemului tinde către starea staționară cînd timpul tinde către infinit și această proprietate are loc indiferent de starea inițială a sistemului. Menționăm totodată că această definiție intuitivă nu poate înlocui definiția matematică exactă a noțiunii de stabilitate asimptotică în mare, care poate fi găsită de cititor, de exemplu, în lucrarea [9].

Problema de stabilitate formulată mai sus s-a referit la o caracteristică neliniară $\varphi(\sigma)$ dată. Există însă o serie de argumente care pledează pentru un mod mai general de a pune problema stabilității sistemelor neliniare, și anume, nu pentru o caracteristică neliniară dată, ci pentru o anumită familie de caracteristici neliniare. Această problemă mai generală de stabilitate se poate formula în modul următor : să se găsească condițiile care trebuie îndeplinite de blocul L pentru ca starea staționară a sistemului să fie asimptotic stabilă în mare pentru orice caracteristică neliniară făcînd parte dintr-o anumită clasă. Cum anume trebuie aleasă această clasă de caracteristici neliniare este o nouă problemă la care trebuie să răspundă cercetarea în domeniul stabilității. Indicații în această privință se obțin atît din considerente de natură matematică cît și pe baza unor condiții de natură tehnică. O asemenea indicație este oferită de studiul problemei liniare de stabilitate, care se obține în ipoteza că elementul N din fig. 1 are o caracteristică de forma :

$$\eta - \eta_0 = h(\sigma - \sigma_0) \qquad (2)$$

unde h este o constantă iar η_0 și σ_0 sînt valorile staționare ale mărimii de ieșire, respectiv de intrare, ale elementului N. În acest caz, sistemul studiat este un sistem de ecuații diferențiale liniar, cu coeficienți constanți, pentru care problema stabilității este complet rezolvată. Aplicînd unul dintre bine cunoscutele criterii de stabilitate pentru aceste sisteme se obține, pentru un bloc liniar L dat, un ansamblu de numere : H_0, $H_1, H_2, \ldots, H_n$, cu proprietatea că starea staționară a sistemului liniar studiat este asim-

* Ing. *V.M. Popov* este șef de laborator la Institutul de energetică al Academiei R.P.R.

ptotic stabilă pentru toate valorile constantei h care verifică inegalităţile :

$$H_{2k} < h < H_{2k+1}, \quad k = 0, 1, 2, \ldots, \frac{n-1}{2} \qquad (3)$$

şi nu este asimptotic stabilă pentru oricare altă valoare a lui h. Perechile de numere (H_{2k}, H_{2k+1}) definesc, prin urmare, nişte sectoare în planul caracteristicii elementului N, cu proprietatea că starea staţionară a sistemului este asimptotic stabilă pentru orice caracteristică liniară cuprinsă în aceste sectoare (2) şi (3) şi nu este asimptotic stabilă pentru orice caracteristică liniară care nu este cuprinsă în aceste sectoare. Pornind de la aceste observaţii, M. A. Aizerman a propus, în anul 1947 [10] să se cerceteze dacă nu cumva starea staţionară a sistemului este asimptotic stabilă şi pentru orice funcţie neliniară cuprinsă în sectoarele (H_{2k}, H_{2k+1}), obţinute la rezolvarea problemei liniare. Asupra acestei probleme, cunoscută în literatură sub numele de „problema lui Aizerman", s-a scris o bogată literatură cu rezultate dintre cele mai remarcabile. Însuşi M. A. Aizerman a stabilit, cu ajutorul unor funcţii Liapunov de tipul unor forme patratice, că starea staţionară a sistemului studiat este asimptotic stabilă în mare pentru funcţiile neliniare cuprinse în anumite sectoare (H'_{2k}, H'_{2k+1}). Aceste sectoare nu coincid însă, în general, cu sectoarele din cazul problemei liniare, ci sînt cuprinse în acestea din urmă. S-a stabilit că în cazul general problema lui Aizerman are răspunsul negativ, dar pentru sisteme de formă specială răspunsul la această problemă este afirmativ. A apărut astfel o nouă problemă : aceea de a stabili cele mai generale condiţii în care problema lui Aizerman are răspuns afirmativ.

În lucrările efectuate de A. I. Lurie şi de şcoala sa, problema stabilităţii se pune puţin diferit, pornind de la observaţia că, în general, caracteristica elementului N este cuprinsă în cadranele I şi IV ale planului respectiv. Ca urmare, se caută condiţiile care trebuie să fie îndeplinite de blocul L pentru ca starea staţionară a sistemului să fie asimptotic stabilă în mare pentru orice caracteristică a blocului N cuprinsă în cadranele I şi IV. Dacă are loc această proprietate de stabilitate atunci se spune, prin definiţie, că starea staţionară a sistemului este absolut asimptotic stabilă. Este uşor de văzut că în acest caz starea staţionară a sistemului este asimptotic stabilă în mare pentru orice valoare a amplificării blocului L. Criteriile de stabilitate absolută obţinute pe calea deschisă de A. I. Lurie au fost stabilite cu ajutorul unor funcţii Liapunov de formă specială. O trecere în revistă a principalelor rezultate obţinute pe această cale este dată în lucrarea [4].

Criterii de stabilitate exprimate cu ajutorul funcţiei de transfer a părţii liniare a sistemului

În spiritul consideraţiilor de mai sus fiind dată o caracteristică neliniară oarecare, se vor

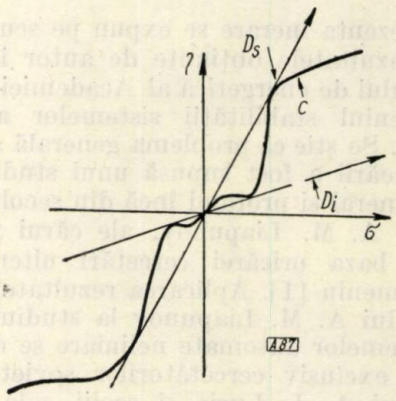


Fig. 2. Determinarea numerelor h_i şi h_s fiind dată caracteristica elementului neliniar :
C — caracteristica neliniară $\eta = \varphi(\sigma)$; D_i — dreapta $\eta = h_i \sigma$; D_s — dreapta $\eta = h_s \sigma$.

defini două numere : h_i şi h_s, $(h_i < h_s)$, astfel încît să fie îndeplinită, pentru orice σ, inegalitatea

$$(\varphi(\sigma) - h_i \sigma)[h_s \sigma - \varphi(\sigma)] \geqslant 0 \qquad (4)$$

Inegalitatea (4) are o semnificaţie geometrică simplă (fig. 2) : caracteristica neliniară $\varphi(\sigma)$ este cuprinsă în sectorul limitat de dreptele :

$$\varphi_i(\sigma) = h_i \sigma \qquad (5)$$

$$\varphi_s(\sigma) = h_s \sigma \qquad (6)$$

Numerele h_i şi h_s se aleg astfel încît să nu existe un sector mai îngust care să cuprindă caracteristica neliniară.

Se va presupune, ceea ce nu reprezintă o restricţie a generalităţii, că dacă sistemul se găseşte în starea staţionară, mărimile de intrare şi de ieşire ale elementului N sînt nule. În cazul în care această situaţie nu are loc se introduc, în locul vechilor mărimi σ şi η, noile mărimi σ' şi η' definite prin relaţiile :

$$\sigma' = \sigma - \sigma_0 \qquad (7)$$

$$\eta' = \eta - \eta_0 . \qquad (8)$$

unde σ_0 şi η_0 corespund stării staţionare a sistemului.

Se va nota cu $G(s)$ funcţia de transfer cu semn schimbat a blocului liniar L al sistemului studiat.

Faţă de criteriile cunoscute, criteriile care vor fi prezentate mai jos se caracterizează prin aceea că ele se exprimă cu ajutorul funcţiei de

transfer $G(s)$. Aceste criterii permit să se determine o pereche de numere H_i şi H_s cu proprietatea că starea staţionară a sistemului este asimptotic stabilă în mare pentru orice funcţie neliniară $\varphi(\sigma)$ pentru care numerele h_i şi h_s, definite ca la începutul capitolului de faţă, verifică inegalităţile :

$$H_i < h_i, \quad h_s < H_s \tag{9}$$

În particular, starea staţionară a sistemului va fi asimptotic stabilă şi pentru orice funcţie liniară cuprinsă în sectorul (H_i, H_s). Ca urmare, sectorul (H_i, H_s) trebuie să fie cuprins într-unul dintre sectoarele (H_{2k}, H_{2k+1}), determinate la rezolvarea problemei liniare (v. capitolul precedent).

În lucrările [6, 7] au fost stabilite asemenea criterii de stabilitate pentru $H_i = 0$. Particularizînd aceste rezultate pentru sistemele tratate în prezenta lucrare, se obţine următorul criteriu :

Dacă există un număr q şi un număr pozitiv H_s, astfel încît funcţia de transfer $G(s)$ să verifice, pentru orice ω real, inegalitatea :

$$\mathrm{Re}\,(1 + \mathrm{j}\,\omega\, q)\, G(\mathrm{j}\,\omega) + \frac{1}{H_s} \geqslant 0 \quad (\mathrm{j} = \sqrt{-1}) \tag{10}$$

şi dacă starea staţionară a sistemului este asimptotic stabilă pentru o funcţie liniară

$$\varphi_0(\sigma) = h_0 \sigma \tag{11}$$

unde h_0 este un număr pozitiv sau nul, mai mic sau egal cu H_s, atunci starea staţionară a sistemului este asimptotic stabilă în mare pentru orice funcţie neliniară pentru care sînt îndeplinite inegalităţile (9) *unde $H_i = 0$ şi H_s este numărul care intervine în inegalitatea* (10).

În criteriul de mai sus intervine parametrul arbitrar q. La fiecare alegere a lui q se poate găsi un număr H_s astfel încît inegalitatea (11) să fie îndeplinită. Se va arăta mai jos, la expunerea criteriilor grafice, cum poate fi ales parametrul q astfel încît numărul H_s să fie maxim. În ceea ce priveşte numărul h_0, el poate fi ales astfel încît să se simplifice la maximum verificarea faptului că sistemul liniar obţinut prin substituţia (11) este asimptotic stabil. Această verificare se poate face prin oricare dintre metodele cunoscute din teoria liniară a sistemelor automate.

Criteriul de stabilitate expus mai sus se referă la cazul în care numărul H_i este nul. El se extinde cu uşurinţă la cazul sistemelor pentru care atît H_i cît şi H_s sînt diferite de zero, obţinîndu-se următoarea formulare :

Dacă există numerele q, H_i şi H_s astfel încît să aibă loc, pentru orice ω real, inegalitatea :

$$\mathrm{Re}\,(1 + \mathrm{j}\,\omega\, q)\; G(\mathrm{j}\,\omega) + \frac{H_i \cdot H_s}{H_i + H_s} |G(\mathrm{j}\,\omega)|^2 + \frac{1}{H_i + H_s} \geqslant 0 \tag{12}$$

şi dacă starea staţionară a sistemului este asimptotic stabilă pentru funcţia (11), *unde h_0 verifică inegalităţile $H_i \leqslant h_0 \leqslant H_s$, atunci starea staţionară a sistemului este asimptotic stabilă în mare pentru orice funcţie neliniară pentru care sînt îndeplinite inegalităţile* (9), *unde H_i şi H_s sînt numerele care intervin în inegalitatea* (12).

Criteriile de mai sus se extind şi la cazul în care $H_s \to \infty$, cu singura restricţie că parametrul q trebuie să fie, în acest caz, pozitiv sau nul. Se obţin astfel criterii de stabilitate absolută (v. capitolul precedent). Inegalitatea (10) se înlocuieşte cu inegalitatea :

$$\mathrm{Re}\,(1 + \mathrm{j}\,\omega\, q)\; G(\mathrm{j}\,\omega) \geqslant 0 \tag{13}$$

iar inegalitatea (12), cu inegalitatea :

$$\mathrm{Re}\,(1 + \mathrm{j}\,\omega\, q)\; G(\mathrm{j}\,\omega) + H_i |G(\mathrm{j}\,\omega)|^2 \geqslant 0 \tag{14}$$

Se demonstrează de asemenea că are loc următorul criteriu de stabilitate absolută : dacă este îndeplinită, pentru orice $\omega > 0$ inegalitatea

$$\mathrm{Im}\; G(\mathrm{j}\,\omega) < 0 \tag{15}$$

şi dacă starea staţionară a sistemului este asimptotic stabilă pentru funcţia liniară (11), unde h_0 este un număr pozitiv sau nul, atunci starea staţionară a sistemului este asimptotic stabilă în mare pentru orice funcţie neliniară pentru care $h_i > 0$.

În lucrările [6,7] autorul a stabilit criterii analoge celor de mai sus şi pentru sistemele automate conţinînd mai multe neliniarităţi.

Forma grafică a criteriilor de stabilitate expuse

Faptul că criteriile de stabilitate expuse mai sus sînt exprimate cu ajutorul funcţiei de transfer a părţii liniare a sistemului face posibilă elaborarea unor criterii grafice de stabilitate analoge criteriilor din teoria liniară care folosesc locul de transfer. Asemenea criterii grafice au fost prezentate anterior de către autor în lucrarea [8]. Ele sînt extinse mai jos pentru a îngloba şi cazul $H_i \neq 0$.

Definim „locul modificat de transfer" al părţii liniare a sistemului drept locul geometric al punctelor :

$$x(\omega) = \mathrm{Re}\; G(\mathrm{j}\,\omega) \tag{16}$$

$$y(\omega) = \omega\; Im\, G(\mathrm{j}\,\omega) \tag{17}$$

În acest caz, inegalitatea (10) se scrie sub forma :

$$x(\omega) - q\, y(\omega) + \frac{1}{H_s} \geqslant 0 \tag{18}$$

Inegalitatea (18) are următoarea interpretare

geometrică : toate punctele locului modificat de transfer se găsesc de aceeaşi parte a dreptei

$$x - q\,y + \frac{1}{H_s} = 0 \qquad (19)$$

şi anume de acea parte care cuprinde punctul $x = +\infty$, $y = 0$. Totodată locul modificat de transfer poate conţine şi puncte care sînt situate pe însăşi dreapta (19). Pentru simplificarea exprimării convenim să spunem, dacă are loc situaţia de mai sus, că locul modificat de transfer se găseşte „pe dreapta (19) sau la dreapta ei". Ţinînd seama de aceste observaţii, primul criteriu expus în capitolul precedent capătă o formulare geometrică intuitivă dacă se înlocuieşte condiţia referitoare la inegalitatea (10) prin condiţia următoare : în planul locului modificat de transfer se poate trasa o dreaptă, descrisă printr-o ecuaţie de forma (19), unde $H_s > 0$, astfel încît locul modificat de transfer să se găsească pe această dreaptă sau la dreapta ei.

În mod analog se poate interpreta geometric cel de-al doilea criteriu de stabilitate expus. Pentru aceasta se introduce o familie de locuri modificate de transfer depinzînd de un parametru α, definite ca fiind locurile geometrice ale punctelor :

$$x_\alpha(\omega) = \mathrm{Re}\; G(j\omega) + \alpha |G(j\omega)|^2 \qquad (20)$$

$$y_\alpha(\omega) = \omega\, Im\; G(j\omega) \qquad (21)$$

Această familie de locuri modificate de transfer se construieşte grafic cu uşurinţă observînd că parametrul α intervine liniar în (20) şi nu intervine în (21). Pentru $\alpha = 0$ se regăseşte locul modificat de transfer definit anterior prin relaţiile (16) şi (17). Folosind (20) şi (21) se poate scrie inegalitatea (12) sub forma :

$$x_\alpha(\omega) - q\,y_\alpha(\omega) + \frac{1}{\beta} \geqslant 0 \qquad (22)$$

unde :

$$\alpha = \frac{H_i\,H_s}{H_i + H_s} \qquad (23)$$

$$\beta = H_i + H_s \qquad (24)$$

Ca urmare, condiţiile din criteriul al doilea al capitolului precedent referitoare la inegalitatea (12) se pot înlocui cu condiţia următoare : în planul familiei de locuri modificate de transfer, se poate trasa o dreaptă descrisă printr-o ecuaţie de forma :

$$x - q\,y + \frac{1}{\beta} = 0 \qquad (25)$$

unde β este dat de (24), astfel încît locul modificat de transfer corespunzător valorii lui α date de (23) să se găsească pe dreapta (25) sau la dreapta ei.

Este uşor de văzut că dacă dreapta (19), respectiv (25), trece prin origine, se obţin criterii de stabilitate absolută. În sfîrşit, criteriul de stabilitate absolută (15) poate fi formulat geometric simplu în modul următor : dacă locul (obişnuit sau modificat) de transfer al părţii liniare a sistemului este situat, pentru $\omega > 0$, sub axa absciselor, şi dacă starea staţionară a sistemului este asimptotic stabilă pentru funcţia liniară (11), unde h_0 este un număr pozitiv sau nul, atunci starea staţionară a sistemului este asimptotic stabilă în mare pentru orice funcţie neliniară pentru care $h_i > 0$.

Determinarea valorii optime a parametrului q

S-a menţionat că forma grafică a criteriilor permite alegerea optimă a parametrului arbitrar q. Să arătăm cum se realizează acest lucru în cazul primului criteriu expus. Se observă, din expresia (19), că q reprezintă panta dreptei (19), iar H_s este valoarea inversă, cu semn schimbat, a abscisei punctului în care dreapta (19) taie axa absciselor. Problema alegerii optime a parametrului q se reduce deci la a alege panta dreptei (19) astfel încît această dreaptă să taie axa absciselor într-un punct de abscisă negativă, la distanţă minimă de origine. În acelaşi timp, locul modificat de transfer trebuie să se găsească pe dreaptă sau la dreapta ei. Fiind dat locul modificat de transfer, există în general o singură dreaptă pentru care sînt îndeplinite simultan condiţiile de mai sus. Acea dreaptă va fi numită „dreapta critică", iar punctul în care dreapta critică taie axa absciselor se va numi „punct critic". În figurile 3 şi 4 sînt reprezentate două situaţii distincte, caracteristice, în ceea ce priveşte poziţia dreptei critice faţă de locul modificat de transfer. Situaţia din fig. 3 corespunde cazului în care punctul critic aparţine locului modificat de transfer. Sistemele care posedă proprietatea că punctul critic aparţine locului modificat de transfer prezintă interes prin aceea că ele permit să se caracterizeze simplu o clasă de sisteme pentru care problema lui Aizerman are răspuns afirmativ. Într-adevăr, se demonstrează că dacă problema liniară de stabi-

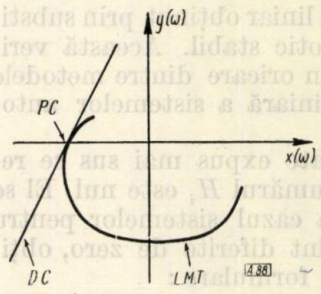


Fig. 3. Determinarea dreptei critice şi a punctului critic fiind dat locul modificat de transfer. Cazul *I* :

L.M.T. – locul modificat de transfer ; *D.C.* – dreapta critică ; *P.C.* – punctul critic.

litate conduce la un singur sector de stabilitate asimptotică de forma $(0, H_1)$ şi dacă punctul critic aparţine locului modificat de transfer (adică dacă are loc situaţia din fig. 3), atunci are loc egalitatea $H_s = H_1$ şi deci starea staţionară a sistemului studiat este asimptotic stabilă pentru orice funcţie neliniară caracterizată prin inegalităţile : $0 < h_i$, $h_s < H_1$.

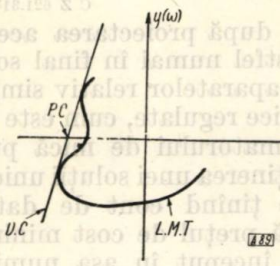


Fig. 4. Determinarea dreptei critice şi a punctului critic fiind dat locul modificat de transfer. Cazul *II*: *L.M.T.* – locul modificat de transfer; *D.C.* – dreapta critică; *P.C.* – punctul critic.

În mod absolut analog, se rezolvă problema alegerii optime a parametrului q în cazul celui de-al doilea criteriu de stabilitate. În acest caz, pentru fiecare loc modificat de transfer, corespunzător unei valori determinate a parametrului α, va exista o dreaptă critică şi un punct critic. Alegînd pe α arbitrar şi determinînd locul modificat de transfer corespunzător, dreapta critică şi punctul critic, se găseşte β ca fiind valoarea inversă, cu semn schimbat, a abscisei punctului critic. Cunoscînd pe α şi pe β se determină numerele H_i şi H_s cu ajutorul formulelor (23) şi (24), ceea ce revine, după cum se vede uşor, la rezolvarea unei ecuaţii algebrice de gradul 2. Cunoscînd numerele H_i şi H_s se conchide că starea staţionară a sistemului studiat este asimptotic stabilă în mare pentru orice funcţie neliniară pentru care sînt îndeplinite inegalităţile (9).

*

În încheierea acestei scurte expuneri, menţionăm că dacă sectorul (H_i, H_s) se îngustează şi tinde către o dreaptă de pantă h_0, criteriile din prezenta lucrare tind către criteriile de stabilitate din cazul sistemelor liniare, pentru caracteristica $\varphi_0(\sigma) = h_0\sigma$. Într-adevăr, referindu-ne la inegalitatea (12), se vede imediat că această inegalitate este totdeauna îndeplinită dacă numerele H_i şi H_s se aleg suficient de apropiate. Pe de altă parte autorul a demonstrat că criteriile expuse mai sus cuprind toate rezultatele care pot fi obţinute cu ajutorul algoritmelor existente de construire a unor funcţii Liapunov. Metoda dezvoltată de autor pentru obţinerea acestor criterii poate fi aplicată la obţinerea de criterii de stabilitate pentru numeroase alte tipuri de sisteme.

Autorul ţine să sublinieze rolul deosebit pe care l-a avut, la elaborarea lucrărilor sale, schimbul de păreri cu cercetătorii de la Institutul de matematică al Academiei R.P.R., care lucrează în domeniul ecuaţiilor diferenţiale ordinare şi cărora le mulţumeşte pe această cale.

BIBLIOGRAFIE

[1] А. М. Ляпинов: *Общая задача об устойчивости движения*, *Гостехиздат*, *1950*

[2] А. И. Лирье: *Некоторые нелинейные задачи теории автоматического регулирования*-Гостехиздат 1951.

[3] А. И. Летов: *Устойчивость неликейных регулируемых систем* , Гостехиздат, 1955.

[4] А. М. Лурье, Е. Н. Розенвассер; *О методах построения функция Лянинова в теории регулируемых систем.* Первый международный конгресс ИФАК по автоматическому управлению, Москва, 1960.

[5] V. M. Popov: *Criterii de stabilitate pentru sistemele neliniare de reglare automată, bazate pe utilizarea transformatei Laplace.* Studii şi cercetări de energetică nr. 1, Anul IX, 1959, p. 119–135.

[6] V. M. Popov: *Criterii suficiente de stabilitate asimptotică în mare pentru sistemele automate neliniare cu mai multe organe de execuţie.* Studii şi cercetări de energetică nr. 4, Anul IX, 1959, p. 647–680.

[7] V. M. Popov: *Noi criterii de stabilitate pentru sistemele automate neliniare.* Studii şi cercetări de energetică nr. 1, Anul IX, 1960.

[8] V. M. Popov: *Noi criterii grafice pentru stabilitatea stării staţionare a sistemelor automate neliniare.* Studii şi cercetări de energetică nr. 3, Anul X, 1960.

[9] A. Halanay: *Introducere în teoria calitativă a ecuaţiilor diferenţiale.* Ed. Tehnică, Bucureşti, 1955.

[10] М. А. Айзерман: *Об одной проблеме, касающейся устойчивости в большом динамических систем*, Успехи Мат. Наук Т. VI, вып 4, 1947.

D. F. LĂZĂROIU şi S. SLAIHER *

Proiectarea tehnico-economică a transformatoarelor de mică putere ($P \leqslant 500$ VA)

C Z 621.314.2.001.2+.003.1

I.

Calculul preliminar

Proiectarea oricărui sistem tehnic, aparat, maşină sau instalaţie impune obţinerea unor parametri funcţionali, obligatorii, dictaţi de nivelul tehnicii mondiale la data considerată. În rezolvarea sarcinii de proiectare cu respectarea acestor date tehnice, proiectantul nu obţine în general un sistem determinat de ecuaţii (oricît de complex ar fi acesta) din care să rezulte o soluţie unică pentru sistemul proiectat; din contra, la dispoziţia proiectantului stau mai multe soluţii tehnice, dintre care acesta trebuie să aleagă pe cea mai economică. În cazul în care sistemul tehnic de proiectat este complex, calculul economic al variantelor se face de obicei după proiectarea acestora, definitivîndu-se astfel numai în final soluţia adoptată. În cazul aparatelor relativ simple, care au forme geometrice regulate, cum este de exemplu cazul transformatorului de mică putere ($P \leqslant 500$ VA), obţinerea unei soluţii unice, şi anume a aceleia care ţinînd cont de datele tehnice impuse să aibă preţul de cost minim, se poate rezolva de la început în aşa numitul „calcul preliminar". Calculul preliminar se efectuează pe baza unor consideraţii matematice relativ simple şi anume prin obţinerea pe cale analitică sau grafo-analitică a minimului unui sistem determinat de ecuaţii (funcţiuni) cu mai multe necunoscute (variabile). În acest mod se obţine un minim al preţului de cost pentru sistemul tehnic proiectat ţinînd seama de condiţiile tehnice impuse, în mod riguros matematic, fără a mai necesita tatonări în jurul soluţiei optime şi aceasta chiar la începutul calculului.

Dimensiunile tolei economice de fabricaţie indigenă *Tabela 1*

$a = x$	$b = 2x$	$c = 3x$	$d = 6x$	$e = 4x$	$f = 3{,}5x$	$g = 5x$	j	Greutatea, kg $S =$ 0,35	Greutatea, kg $S =$ 0,5	Fig.
5	10	15	30	20	—	—	—	1,20 0,4	1,76 0,57	1 a 1 b
6,4	12,8	19,2	38,4	25,6	—	—	—	2,07 0,66	3,04 0,97	1 a 1 b
8	16	24	48	32	—	—	—	3,08 1,03	4,53 1,59	1 a 1 b
10	20	30	60	40	35	50	3,5	4,95 1,61	7,1 2,36	1 a 1 b
12,5	25	37,5	75	50	43,75	62,5	3,5	7,28 2,52	10,7 3,7	1 a 1 b
14	28	42	84	56	49	70	4,5	9,40 3,16	13,0 4,63	1 a 1 b
16	32	48	96	64	56	80	4,5	12,4 4,14	18 6,21	1 a 1 b
18	36	54	108	72	63	90	6	15,6 5,2	23 7,6	1 a 1 b
20	40	60	120	80	70	100	7	24,3 6,4	28,3 9,4	1 a 1 b
25	50	75	150	100	87,5	125	9	30 10,5	44 14,5	1 a 1 b
32	64	96	192	128	112	160	11	50 16,5	73 23,6	1 a 1 b

* Ing. *D. F. Lăzăroiu* este director general al uzinei „Electronica" iar *S. Slaiher* este inginer principal la uzina „Electronica".

Bazele matematice. Fiind dată o funcţie de m variabile independente $f(x_1, x_2, \ldots, x_i, \ldots, x_m)$, pentru a determina minimele şi maximele acesteia, se rezolvă în raport cu cele m variabile independente sistemul format prin anularea celor m derivate parţiale de ordinul întîi:

$$\frac{\partial f}{\partial x_i} = 0 \qquad \text{cu } i = 1, 2, 3, \ldots, m \qquad (1)$$

În cazul particular al unei funcţii de două variabile independente $z = f(x, y)$, pentru a găsi minimele şi maximele se rezolvă sistemul:

$$f'_x(x, y) = \frac{\partial f(x, y)}{\partial x} = 0$$

$$f'_y(x, y) = \frac{\partial f(x, y)}{\partial y} = 0. \qquad (1')$$

Dacă $x = a$ şi $y = b$ reprezintă o soluţie a acestui sistem, punînd $\frac{\partial^2 f(a, b)}{\partial a^2} = A$, $\frac{\partial^2 f(a, b)}{\partial a\, \partial b} = B$ şi $\frac{\partial^2 f(a, b)}{\partial b^2} = C$, pentru a determina dacă funcţia trece printr-un maxim sau printr-un minim, se procedează conform schemei date în tabela 2.

Tabela 2

Schemă privind studiul soluţiilor de maxim şi minim

$AC - B^2$	+	−	0
A	+ −	nici minim	dubiu
f	minimum maximum	nici maxim	

În cazurile în care cele m variabile sînt independente, maximele şi minimele astfel obţinute se numesc absolute.

Presupunem că trebuie să găsim maximele şi minimele unei funcţii

$$f(x_1, x_2, \ldots, x_m, \ldots, x_{m+n}) \qquad (2)$$

de $(m + n)$ variabilele x_i legate prin n relaţii

$$\varphi_i(x_1, x_2, \ldots, x_m, \ldots, x_{m+n}) = 0\,;\ i = 1, 2, 3, \ldots, n \qquad (3)$$

În acest caz, în care variabilele de care depinde funcţia sînt legate prin anumite relaţii, maximele şi minimele prin care trece funcţia se numesc relative.

Dacă se rezolvă sistemul (3) în raport cu n variabile, de exemplu $x_{m+1}, x_{m+2}, \ldots, x_{m+n}$, acestea exprimîndu-se cu ajutorul celorlalte m variabile independente, şi se substituie aceste expresii în funcţia (2) se obţine o funcţie de m variabile independente, adică se ajunge la problema maximelor şi minimelor absolute.

În cazul particular al unei funcţii de două variabile:

$$z = f(x, y) \qquad (2')$$

între care există o relaţie

$$\varphi(x, y) = 0 \qquad (3')$$

pentru a determina maximele şi minimele relative, se procedează astfel:

— se explicitează funcţia (3′) în raport cu o variabilă, de exemplu y, obţinîndu-se:

$$y = \psi(x) \qquad (4)$$

— se elimină variabila y din sistemul (2′) şi (4) prin înlocuirea expresiei lui y din (4) în (2′), obţinîndu-se $z = f_1(x)$;

— se determină $z'_x = f'_1(x) = \frac{\mathrm{d} f_1(x)}{\mathrm{d}x}$ şi se rezolvă ecuaţia $f'_1(x) = 0$; rădăcinile acestei ecuaţii reprezintă valorile variabilei x pentru care funcţia $z = f_1(x)$ trece prin minime şi maxime absolute;

— se substituie valorile rădăcinilor obţinute în ecuaţia de legătură (4) şi se găsesc valorile variabilei y, care, împreună cu cele determinate anterior pentru x, definesc minimele şi maximele relative ale funcţiei $z = f(x, y)$ ţinînd seama de $\varphi(x, y) = 0$. Pentru a verifica dacă pentru rădăcinile obţinute (de exemplu pentru $x = a$), există un maxim sau minim, se calculează:

$$z'_{x=a-h} = f'_1(a-h) \quad \text{şi} \quad z'_{x=a+h} = f'_1(a+h) \qquad (5)$$

dacă:

$$\lim_{h \to 0} f'_1(a-h) > 0 \quad \text{şi} \quad \lim_{h \to 0} f'_1(a+h) < 0 \qquad (5,a)$$

avem de-a face cu un maxim, iar dacă:

$$\lim_{h \to 0} f'_1(a-h) < 0 \quad \text{şi} \quad \lim_{h \to 0} f'_1(a+h) > 0 \qquad (5,b)$$

avem de-a face cu un minim.

În general, rezolvarea sistemului (3) este greoaie sau chiar nerealizabilă; în acest caz, se foloseşte o altă metodă de rezolvare, cunoscută sub denumirea de metoda multiplicatorilor lui Lagrange.

Pentru aceasta fiind dată funcţia (2) ale cărei variabile x_i sînt legate prin n relaţii de tip (3) se alcătuieşte funcţia

$$\Phi = f + \sum_{i=1}^{n} \lambda_i \varphi_i \qquad (4')$$

considerînd $\lambda_1, \lambda_2, \ldots, \lambda_n$ drept constante.

Se rezolvă sistemul format de cele $m + n$ ecuaţii obţinute prin anularea celor $m + n$ derivate parţiale de ordinul întîi ale funcţiei (4). Soluţiile obţinute depind evident de cei n parametri $\lambda_1, \lambda_2, \ldots, \lambda_n$.

Se introduc aceste soluţii în cele n ecuaţii de legătură (3), rezolvînd sistemul obţinut în

raport cu $\lambda_1, \lambda_2, \ldots, \lambda_n$. Aceşti parametri odată determinaţi se substituie în soluţiile ecuaţiei (4'), obţinîndu-se valorile definitive ale acestora, care conduc la maximele sau minimele relative ale funcţiei (2) date, în condiţiile relaţiilor (3).

Calculul minimului tehnico-economic. În fig. 1 este reprezentat tipul de tolă numită „economică" la care prin ştanţare nu rezultă rebut. Dimensiunile acestui tip de tolă E şi I sînt perfect determinate atunci cînd se cunoaşte lăţimea limbii laterale, x; din această cauză pentru simbolizarea tolei se foloseşte notaţia E-x, de exemplu E-14, în cazul în care $x = 14$ mm. În tabela 1 se dau dimensiunile tolelor E şi I fabricate în R.P.R. în producţia curentă.

Pentru determinarea preţului de cost al transformatorului este necesar să se calculeze (fig. 2):

— secţiunea longitudinală de fier, $S = 6x \cdot 4x = 24x^2$

— volumul de fier, $V_F = S_F \cdot 2y \cdot \sigma_F = 48\,\sigma_F x^2 y$ unde $2y$ reprezintă grosimea transformatorului

— greutatea de fier, $G_F = V_F \cdot \sigma_F = 48\,\sigma_F \cdot \gamma_F \cdot x^2 y$ (6)

unde γ_F reprezintă greutatea specifică a tolelor.

— secţiunea transversală a cuprului înfăşurării:

$$S_c = \sigma_c\,[4x\,(2x+2y) - 2x - 2y] = 4\,\sigma_c x\,(2x+y)$$

unde σ_c este factorul de umplere al ferestrei transformatorului

— volumul cuprului înfăşurării, $V_c = S_c \cdot 3x = 12\,\sigma_c \cdot x^2\,(2x + y)$

— greutatea de cupru, $G_c = V_c \cdot \gamma_c = 12\sigma_c\gamma_c\,x^2(2x + y)$ (7)

preţul de cost al transformatorului este:

$$C = G_F \cdot c_F + G_c \cdot c_c + C_a + C_m \qquad (8)$$

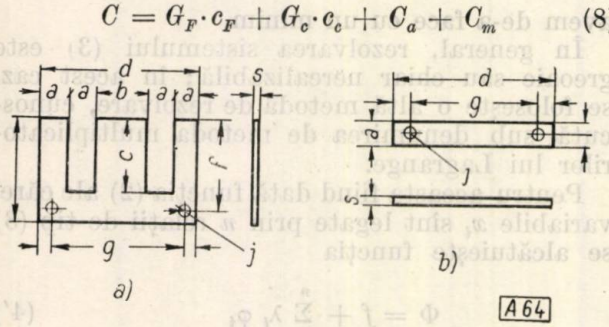


Fig. 1. Tipul de tolă „economică", E şi I.

unde:

c_F este preţul unitar al tolelor (lei/kg);
c_c — preţul unitar al cuprului (lei/kg);
C_a — preţul materialelor auxiliare (izolare, prindere etc.);
C_m — preţul manoperei.

În relaţia preţului de cost (8), termenii care se referă la costul materialelor active, fier şi cupru (primii doi termeni), joacă un rol esenţial mai important decît acela al materialelor auxiliare şi manoperei (ultimii doi termeni).

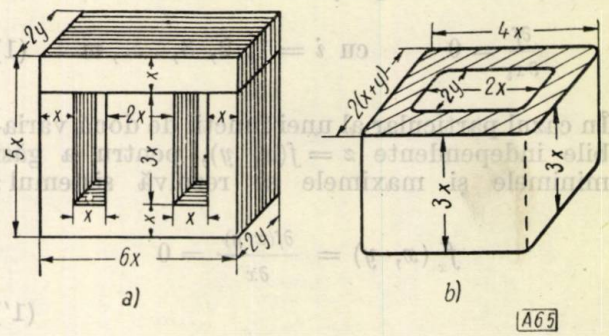


Fig. 2. Miezul transformatorului din tolă economică (a) şi bobina sa (b).

Pentru a determina expresia preţului de cost al transformatorului în funcţie de parametrii geometrici (x şi y), de constante de material (γ_F şi γ_c) de parametrii de producţie (σ_F şi σ_c) şi de parametrii economici (c_F şi c_c), se înlocuiesc G_F şi G_c din expresia (8) cu expresiile corespunzătoare (6) şi (7), obţinîndu-se

$$C = 12x^2\,[4\sigma_F\gamma_F c_F y + \sigma_c\gamma_c c_c(2x+y)] + C_a + C_m$$

sau

$$C = 12x^2\,[4K_F y + K_c(2x+y)] + C_a + C_m \qquad (9)$$

unde s-a notat:

$$\sigma_F\,\gamma_F\,c_F = K_F$$
$$\sigma_c\,\gamma_c\,c_c = K_c \qquad (10)$$

Împărţind relaţia (9) prin K_F, se determină expresia preţului de cost de calcul (mărime convenţională), $C_F = \frac{C}{K_F}$:

$$C_F = 12x^2\,[4y + m(2x+y)] + \frac{C_a + C_m}{K_F} \qquad (11)$$

unde s-a notat:

$$\frac{K_c}{K_F} = m \qquad (12)$$

În relaţia (11), în domeniul care interesează practic, termenul $\frac{C_a + C_m}{K_F}$ este independent de x şi y, astfel încît

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(\frac{C_a + C_m}{K_F}\right) = 0 \text{ şi } \frac{\partial}{\partial y}\left(\frac{C_a + C_m}{K_F}\right) = 0.$$

Dacă s-ar determina minimul absolut al funcţiei C_F conform relaţiilor (1), adică s-ar rezolva sistemul de ecuaţii:

$$\frac{\partial C_F}{\partial x} = 0 \qquad \frac{\partial C_F}{\partial y} = 0$$

în raport cu x şi y, s-ar găsi soluţia banală $x = 0$, $y = 0$. Aceasta este perfect explicabil, deoarece cel mai ieftin transformator definit numai pe considerente geometrice şi economice este acela care are dimensiunile nule.

Pentru a găsi un minim de preţ de cost al unui transformator real, trebuie impusă o condiţie fizică definită printr-un parametru funcţional al transformatorului. Alegem acest parametru ca fiind puterea electromagnetică aparentă a transformatorului, P.

Expresia acestei puteri este:

$$P = E_1 . I_1 = 4{,}44\, f\, .\, B\, .\, S_m .\, W_1 I_1 \text{ în VA} \qquad (13)$$

în care

E_1 este f.e.m. a înfăşurării primare;
I_1 — curentul din înfăşurarea primară;
f — frecvenţa tensiunii de alimentare;
B — inducţia magnetică în miezul transformatorului;
S — secţiunea transversală a miezului transformatorului;
W_1 — numărul de spire al înfăşurării primare.

Pentru a exprima puterea electromagnetică în funcţie de parametrii funcţionali ai transformatorului se calculează:

— Solenaţia primară $W_1 I_1$, admiţînd că aceasta ocupă jumătate din secţiunea longitudinală a ferestrei,

$$W_1 I_1 = \frac{3}{2}\sigma_c j x^2 \qquad (14)$$

unde

j este densitatea de curent.

— Secţiunea transversală a miezului transformatorului

$$S = 4\sigma_F\, .\, x\, .\, y \qquad (15)$$

Introducînd expresiile $W_1 I_1$ din (14) şi S din (15) în relaţia (13), se obţine:

$$P = 26{,}6\, f . \sigma_c . \sigma_F . j . B . x^3 y = 26{,}6\, n . x^3 . y \qquad (16)$$

unde s-a notat:

$$f . \sigma_c . \sigma_F . j . B = n. \qquad (17)$$

În continuare se procedează conform indicaţiilor date în „Bazele matematice" şi anume: din relaţia (16) rezultă:

$$y = \frac{P}{26{,}6\, n . x^3}. \qquad (18)$$

Introducînd expresia lui y din (17) în (11), se obţine:

$$C_F = 24\, m . x^3 + \frac{6P(4+m)}{13{,}3\, n \cdot x} + \frac{C_a + C_m}{K_F}\, . \qquad (19)$$

Pentru a determina expresia variabilei x pentru care funcţia preţului de cost de calcul trece prin valoarea maximă sau minimă, se rezolvă ecuaţia:

$$\frac{\partial C_F}{\partial x} = 0$$

care conduce la:

$$x_m = 0{,}28 \sqrt[4]{\frac{P(4+m)}{m\, n}}\ [\text{m}]. \qquad (20)$$

Înlocuind expresia lui x_m din (20) în (18) se obţine expresia lui y care asigură valoarea maximă sau minimă a lui C_F:

$$y_m = \frac{1{,}7\, P}{n} \sqrt[4]{\left|\frac{m\, n}{P(4+m)}\right|^3}\ [\text{m}]. \qquad (21)$$

După indicaţiile (5) se verifică: $C_F(x_m - h) < 0$ şi $C_F(x_m + h) > 0$, astfel încît după (5, b) rezultă că x_m şi y_m determină un minim al funcţiei (19).

La acelaşi rezultat se ajunge dacă se foloseşte metoda multiplicatorilor lui Lagrange. Într-adevăr, după funcţia (4') se obţine:

$$\Phi = 12x^2[4y + m(2x+y)] + \frac{C_a + C_m}{K_F} + 26{,}6\, \lambda n x^3 y$$

Rezolvînd sistemul

$$\frac{\partial \Phi}{\partial x} = 96xy + 72mx^2 + 24mxy + 79{,}8\, \lambda n x^2 y = 0$$

$$\frac{\partial \Phi}{\partial y} = 48\ x^2 + 12\, m x^2 + 26{,}6\, \lambda n x^3 = 0$$

se obţine:

$$x = -\frac{6(4+m)}{13{,}3\, \lambda\, n} \qquad (20')$$

şi

$$y = \frac{36\, m}{13{,}3\, \lambda\, n}\, . \qquad (21')$$

Substituind valorile găsite pentru x şi y în ecuaţia (16), se determină λ:

$$\lambda = \pm 1{,}6 \sqrt[4]{\frac{m}{P}\left(\frac{4+m}{n}\right)^3}.$$

Introducînd în ecuaţiile (20') şi (21') expresia găsită pentru λ se obţin relaţiile (20) şi (21) deja cunoscute.

Raportul optim dintre cele două dimensiuni de bază x_m şi y_m este:

$$k_0 = \frac{x_m}{y_m} = \frac{1}{1{,}5\, m} + 0{,}165\, . \qquad (22)$$

Dimensiunile optime x_m şi y_m fiind determinate se poate calcula suprafaţa geometrică de fier:

$$S_m = 2x_m\, .\, 2y_m = 1{,}9 \sqrt{\frac{mP}{n(4+m)}}\, .$$

În literatura de specialitate se recomandă de obicei

$$S_m = C\sqrt{P}$$

unde constanta C se aproximează în funcţie de numărul de faze şi de tipul transformatorului, în coloană sau manta.

În cazul nostru :

$$C = 1{,}9\sqrt{\frac{m}{n(4+m)}}$$

şi se poate calcula exact, ţinînd seama de recomandările ce urmează pentru parametrii introduşi.

Valorile parametrilor. În expresiile lui x_m şi y_m intră o serie de parametri ale căror valori sînt fie constante de material, fie stabilite pe cale experimentală.

Valorile factorului de umplere a tolelor (σ_F) care depind de modul de izolare a tolelor între ele sînt date în tabela 3.

Tabela 3

Valorile factorilor de umplere a tolelor

Modul de izolare a tolelor :	σ_F	
	0,35 mm	0,5 mm
Izolaţie prin oxidare	0,95	0,97
Izolaţie cu lac	0,92	0,93
Izolaţie cu hîrtie	0,88	0,9

Factorii de umplere a ferestrei transformatorului (σ_c) depind de tensiunea înfăşurărilor transformatorului ca şi de numărul acestora. Valorile stabilite experimental sînt date în fig. 3.

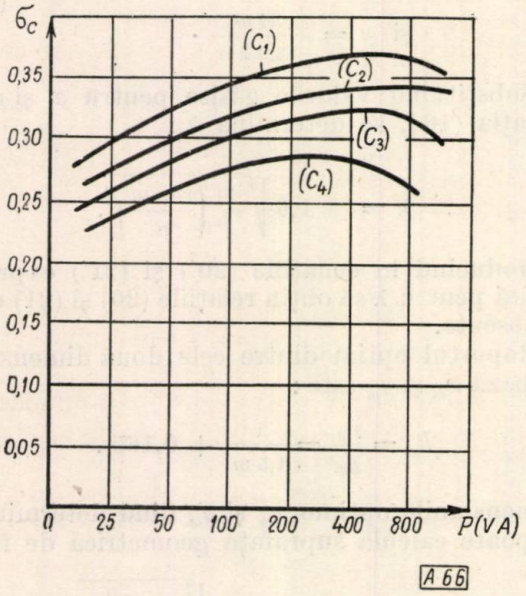


Fig. 3. Curbele $\sigma_c = f(P)$:

C_1 — transformatoare cu două înfăşurări ; C_2 — transformatoare cu trei înfăşurări ; C_3 — transformatoare cu trei înfăşurări cu prize intermediare ; C_4 — transformatoare cu mai multe înfăşurări.

Greutăţile specifice ale cuprului (γ_c) şi fierului (γ_F), exprimate în kg/m^3, sînt :

$$\gamma_c = 8{,}9 \cdot 10^3 \text{ kg/m}^3 \qquad (23,a)$$

$$\gamma_F = 7{,}6 \cdot 10^3 \text{ kg/m}^3 \qquad (23,b)$$

Preţul de cost unitar (lei/kg) al sîrmei de cupru (c_c) creşte sensibil (după o curbă de tip hiperbolic) cu scăderea diametrului, aşa cum rezultă din fig. 4 curba (C_1), unde s-a considerat

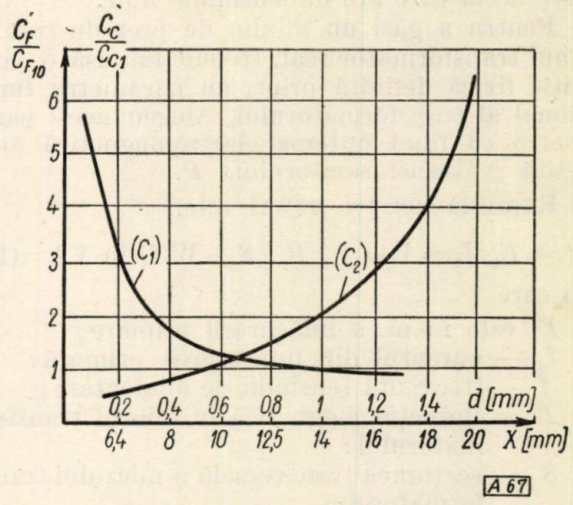


Fig. 4. Curba $\frac{c_c}{c_{c1}} = f(d)$ şi curba $\frac{c_F}{c_{F10}} = f(x)$:

C_1 — sîrmă de cupru emailată ; C_2 — tolă economică.

ca preţ de referinţă (unitar) costul unui kg de sîrmă cupru-email cu diametrul 1 mm.

Preţul de cost unitar (lei/suta buc) al tolei creşte după o curbă de tip parabolic, cu creşterea dimensiunii de bază a tolei x, aşa cum rezultă din fig. 4 curba (C_2), unde s-a ales ca preţ de referinţă (unitar) costul tolei $E-10$. Ţinînd seama că în relaţiile de bază nu intervin, separat c_F şi c_c ci cîtul lor $\frac{c_c}{c_F}$ în fig. 5 se dă

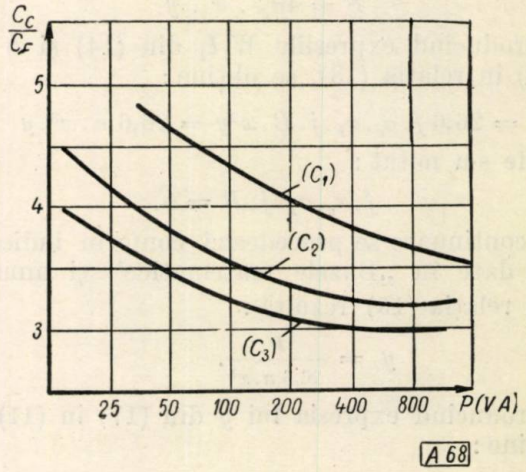


Fig. 5. Curbele $\frac{c_c}{c_F} = f(P)$:

C_1 — transformatoare de reţea pentru radioreceptoare ; C_2 — transformatoare ce lucrează în aer liber ; C_3 — autotransformatoare.

familia de curbe $\frac{c_c}{c_F} = f(P)$.

Densitatea de curent adoptată pentru înfăşurări depinde, la o putere electromagnetică dată, de

modul de răcire a acestora, adică de poziţia lor în bobină şi de numărul de straturi. Pentru calculul preliminar, unde se operează cu valoarea medie a densităţii de curent, se poate adopta :

$$j = (3{,}1 \ldots 3{,}5) \text{ A/mm}^2 \qquad (24)$$

Inducţia magnetică adoptată pentru tola din tablă silicioasă folosită în construcţia transformatoarelor este indicată în fig. 6.

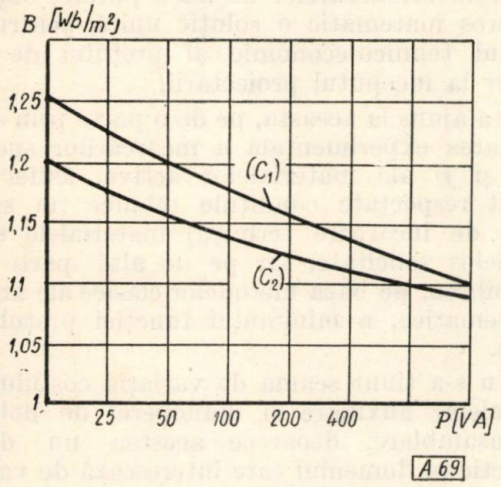


Fig. 6. Curba $B = f(P)$ pentru tola de transformator :
C_1 — tolă de grosime 0,35 mm ; C_2 — tolă de grosime 0,5 mm.

Aceşti parametri fiind determinaţi, se pot calcula cu ajutorul relaţiilor (20) şi (21) dimensiunile de bază ale transformatorului.

De observat că parametrii încărcărilor specifice ale densităţii de curent j ale inducţiei magnetice B s-au determinat experimental în condiţiile în care materialele active ale transformatorului să fie solicitate conform condiţiilor de încălzire impuse de STAS 3532—52. În acest mod se obţin valori mai mari pentru încărcările specifice j şi B decît în recomandările uzuale, şi din această cauză cantitatea de materiale active cupru şi fier precum şi preţul lor de cost rezultă mai scăzut.

Aplicaţie. Se vor determina dimensiunile optime ale unui transformator de reţea pentru un radioreceptor dîndu-se puterea electromagnetică aparentă $P = 55$ VA şi frecvenţa $f = 50$ Hz ; transformatorul are 3 înfăşurări, primarul (cu prize intermediare) şi două secundare, unul pentru alimentarea filamentelor şi celălalt pentru alimentarea anodică. Tolele folosite au grosimea 0,35 mm.

Calculul preliminar se face conform celor stabilite : din tabela 3, ţinînd seama că izolaţia tolelor se obţine prin oxidare, rezultă pentru $P = 55$ VA, $\sigma_F = 0{,}95$. Din fig. 3, de pe curba (C_3), care se referă la transformatoare cu trei înfăşurări cu prize intermediare, rezultă pentru $P = 55$ VA, $\sigma_c = 0{,}28$. Constantele de material γ_c şi γ_F sînt date de (23, a) şi (23, b) ; $\gamma_c = 8{,}9 \cdot 10^3$ kg/m³ şi $\gamma_F = 7{,}6 \cdot 10^3$ kg/m³. Din curba (C_1) a fig. 5 rezultă pentru $P = 55$ VA, $\frac{c_c}{c_F} = 4{,}6$.

Din relaţia (12) şi ţinînd seama de relaţia (10) se obţine :

$$m = \frac{K_c}{K_F} = \frac{\sigma_c \gamma_c c_c}{\sigma_F \gamma_F c_F} = \frac{0{,}28 \cdot 8{,}9 \cdot 4{,}6}{0{,}95 \cdot 7{,}6 \cdot 1} = 1{,}6.$$

Pentru densitatea de curent se alege după (24), $j = 3{,}2$ A/mm². Pentru inducţia magnetică rezultă de pe curba (C_1) a fig. 6 pentru $P = 55$ VA, $B = 1{,}2$ Wb/m².

Din relaţia (18) se obţine :

$$n = f \cdot \sigma_c \cdot \sigma_F \cdot j \cdot B = 50 \cdot 0{,}28 \cdot 0{,}95 \cdot 3{,}2 \cdot 10^6 \cdot 1{,}2 = 5{,}1 \cdot 10^7$$

În această relaţie ca şi în toate care urmează se foloseşte sistemul de unităţi MKSA, deci în care densitatea de curent se exprimă în A/m² şi inducţia magnetică în Wb/m².

Mărimile de calcul m şi n fiind stabilite, din relaţia (20) rezultă :

$$x_m = 0{,}28 \sqrt[4]{\frac{P(4+m)}{mn}} = 0{,}28 \sqrt[4]{\frac{55(4+1{,}6)}{1{,}6 \cdot 5{,}1 \cdot 10^7}} = 0{,}0123 \text{ m} = 12{,}3 \text{ mm}$$

Din tabela 1 se alege mărimea avînd cea mai apropiată valoare, $x_m = 12{,}5$ mm.
Grosimea transformatorului se calculează cu relaţia (21) :

$$y_m = \frac{1{,}7\,P}{n} \sqrt[4]{\left[\frac{mn}{P(4+m)}\right]^3} = \frac{1{,}7 \cdot 55}{5{,}1 \cdot 10^7} \sqrt[4]{\left[\frac{1{,}6 \cdot 5{,}1 \cdot 10^7}{55(4+1{,}6)}\right]^3} = 0{,}0211 \text{ m} = 21{,}1 \text{ mm}$$

Se rotunjeşte valoarea lui y_m la $y_m = 21$ mm, astfel încît grosimea transformatorului rezultă $2y_m = 42$ mm.

Raportul optim dintre cele două dimensiuni de bază se calculează cu relaţia (22) :

$$k_0 = \frac{x_m}{y_m} = \frac{1}{1{,}5\,\text{m}} + 0{,}165 = \frac{1}{1{,}5 \cdot 1{,}6} + 0{,}165 = 0{,}581$$

Se verifică că $\frac{x_m}{y_m} = \frac{12{,}3}{21{,}1} = 0{,}581$.
Secţiunea geometrică de fier este :

$$S_m = 2x_m \cdot 2y_m = 2 \cdot 1{,}25 \cdot 2 \cdot 2{,}1 = 10{,}5 \text{ cm}^2.$$

Secţiunea activă de fier este :

$$S_{am} = k_F S_m = 0{,}95 \cdot 10{,}5 = 10 \text{ cm}^2.$$

Tabela 4

Date privind construcţia curbei din fig. 7

X (mm)	8	10	12,5	14	16
$\frac{C_F}{10^{-4}}$	3,6	3,104	2,922	3,005	4,351
$\frac{C_F}{C_F-12,5}$	1,23	1,062	1	1,035	1,12

În fig. 7 se trasează curba preţului de cost convenţional în funcţie de tipul de tolă, $C_F = f(x)$, sau la altă scară $\frac{C_F}{C_F - 12,5} = f(x)$, calculată

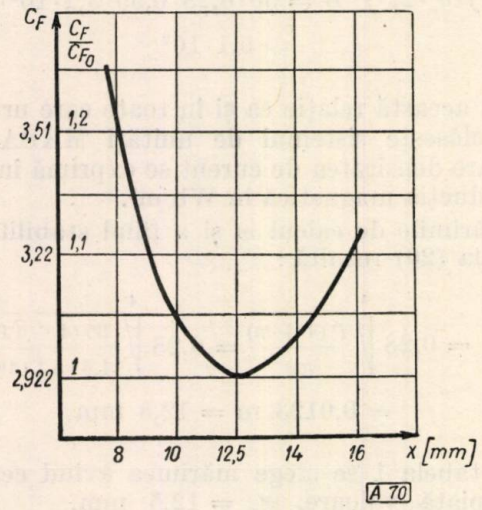


Fig. 7. Curba preţului de cost raportat, în funcţie de tipul de tolă.

cu relaţia (14) şi ale cărei date se găsesc în tabela 4.

Concluzii

În literatura de specialitate, se recomandă de obicei determinarea secţiunii de fier pe baza unei relaţii aproximative de tipul $S_m = C\sqrt{P}$, unde C = const., P — puterea transformatorului, lăsînd la aprecierea proiectantului stabilirea dimensiunilor principale ale miezului x şi y, astfel ca $4xy = S_m$.

Atunci cînd se pune problema fabricării cîtorva transformatoare, cum este de exemplu cazul radioamatorilor, şi chiar a cîtorva zeci sau sute de bucăţi, este puţin interesant a împinge lucrările pînă acolo încît să se găsească chiar minimul de preţ de cost. Evident că altfel se pune problema dacă ne referim la o producţie de sute de mii de transformatoare anual, cînd cea mai mică economie realizată pe un transformator reprezintă o economie importantă.

În această lumină, autorii articolului au stabilit o metodă originală a calculului preliminar al transformatoarelor de mică putere, obţinînd riguros matematic o soluţie unică pentru minimul tehnico-economic al preţului de cost, chiar la începutul proiectării.

S-a ajuns la aceasta, pe de o parte prin determinarea experimentală a încărcărilor specifice (B şi j) ale materialelor active, astfel încît fiind respectate condiţiile tehnice (în special cele de încărcare termică) materialele să fie judicios solicitate, iar pe de altă parte prin stabilirea, pe baza metodelor clasice ale analizei matematice, a minimului funcţiei preţului de cost.

Nu s-a ţinut seama de variaţia costului materialelor auxiliare şi manoperei de bobinare şi asamblare, deoarece acestea nu depind practic în domeniul care interesează de variaţia dimensiunilor x şi y.

Pornind de la metodica de calcul expusă şi de la principiile economice ce impun o solicitare judicioasă a materialelor, s-a obţinut o reducere a preţului de cost al transformatorului de reţea la un radioreceptor în comparaţie cu tipul proiectat anterior cu circa 16%.

Metodica preconizată se poate aplica oricărui sistem tehnic la care preţul de cost se poate exprima analitic în funcţie de dimensiunile geometrice şi de parametrii care reprezintă fie constante de material, fie se pot determina experimental în funcţie de condiţiile tehnice impuse.

BIBLIOGRAFIE

[1] N. I. BULGACOV : *Calculul transformatoarelor.* Trad. din limba rusă. Editura tehnică Bucureşti, 1951, p. 1—24.

[2] V.I. SMIRNOV : *Curs de matematici superioare.* (vol, I) Trad. din limba rusă. Editura tehnică Bucureşti, 1953, p. 409—442

[3] G. S TICHIN : *Transformatorii de joasă frecvenţă.* Trad. din limba rusă. Editura Energetică de Stat, Bucureşti, 1953, p. 269—276.

[4] N. P. ERMOLIN şi A. P. VAGANOV : *Rasciot malomoscinth transformatorov.* Gosudarstvennoe energeticescoe izdatelistvo Moscova, 1957, p. 16—20.

S. TOADER, I. BĂTRÎNA şi I. BOCONCIOS

Automatizarea uzinelor de preparare a minereurilor neferoase

C Z 622.7–523

Automatizarea proceselor de producţie constituie una din sarcinile imediate care va trebui rezolvată în majoritatea ramurilor economice.

Congresul al III-lea al P.M.R. a arătat că una din sarcinile principale care se pun în faţa oamenilor muncii este ridicarea neîncetată a productivităţii muncii pe baza introducerii tehnicii noi în toate domeniile economiei şi aplicării în practică a cuceririlor ştiinţei moderne. Mecanizarea şi automatizarea producţiei vor fi dezvoltate îndeosebi în acele ramuri în care se poate obţine cea mai mare eficacitate economică.

Prin caracterul fluxului tehnologic şi prin gradul de mecanizare a principalelor operaţii productive, uzinele de preparare a minereurilor se pretează la introducerea automatizării.

Datorită complexităţii minereurilor neferoase şi conţinutului de minerale foarte variabil, prelucrarea metalurgică cere un anumit conţinut de minerale stabilit pentru fiecare tip de minereu şi extragerea anumitor minerale care îngreuiază metalurgia. Aceste raporturi cantitative între mineralele conţinute în materia primă a metalurgiei le realizează procesul preparării minereurilor.

Prepararea minereurilor este un proces tehnologic în flux continuu cu următoarele compartimente principale:

— antezdrobirea (reducerea dimensiunilor bulgărilor de minereu pînă la 10—15 mm);

— măcinarea (reducerea dimensiunilor bucăţilor de minereu pînă la dimensiuni mai mici de 1 mm);

— flotaţia (separarea mineralelor în vederea realizării compoziţiei necesare metalurgiei).

Automatizarea antezdrobirii

Substanţele minerale utile venite de la mină la uzinele de preparare se prezintă de obicei ca un material compus din bucăţi de mărimi diferite, în funcţie de metoda de exploatare, de grosimea filoanelor, şi de alte particularităţi individuale ale zăcămîntului dat.

Dimensiunea celor mai mari bucăţi de minereu din silozurile de minereu brut este de 300—400 mm.

Secţia de antezdrobire a instalaţiei de preparare, care cuprinde alimentatoare, concasoare cu fălci, concasoare giratorii (eventual concasoare cu valţuri), site vibrante înaintea acestora şi benzi de transport care unesc utilajele, este destinată sfărîmării minereului de la dimensiuni maxime de 300—400 mm la dimensiuni maxime de 10—15 mm.

Automatizarea secţiei de antezdrobire se realizează prin:

1) reglarea automată a alimentării;

2) instalarea de dispozitive de detectare şi extracţie a corpurilor feromagnetice din minereu.

1. Reglarea automată a alimentării este necesară datorită variaţiei în timp a caracteristicilor minereului (compoziţia granulometrică, duritate etc.).

Puterea absorbită de la reţea de electromotoarele concasoarelor este proporţională cu cantitatea de minereu prelucrat de concasoare. Astfel, funcţionării concasoarelor cu întreaga lor capacitate îi va corespunde o anumită putere absorbită de la reţea. Reglînd automat alimentarea cu minereu în aşa fel ca să se menţină constantă această putere absorbită, rezultă o funcţionare continuă a concasoarelor, cu întreaga lor capacitate.

Întrucît concasoarele sînt legate între ele prin benzile de transport, reglarea automată nu se face în toate stadiile de concasare, ci în acel stadiu care determină productivitatea secţiei de concasare în întregime. Acest stadiu e acela al concasării fine, deoarece concasarea mare (şi medie cînd sînt trei trepte de sfărîmare) are loc în concasoare ce au o rezervă de putere. Reglarea automată a alimentării fiecărui concasor ar fi justificată numai cînd după fiecare treaptă de concasare ar exista cîte un siloz intermediar.

Reglarea automată a alimentării constă, în esenţă, în a regla cantitatea de material care intră în circuitul de sfărîmare — deci a regla viteza de rotaţie a electromotorului alimentatorului în funcţie de sarcina electromotorului concasorului din ultima treaptă, deci în funcţie de curentul absorbit de electromotorul concasorului de la reţea.

În alegerea între reglarea alimentării continuă sau în trepte trebuie să se ţină seama de variaţia în timp a caracteristicilor minereului (com-

poziţia granulometrică, duritate, umiditate). De asemenea, trebuie avute în vedere constantele de timp mari introduse de utilajele ce intervin — constanta de timp introdusă de alimentatorul cu plăci este de ordinul a 15 s, de concasor de la reţea asupra regulatorului *6* care măreşte sau micşorează tensiunea continuă de alimentare a electromotorului alimentatorului cu plăci metalice *7*, modificîndu-i astfel viteza de rotaţie.

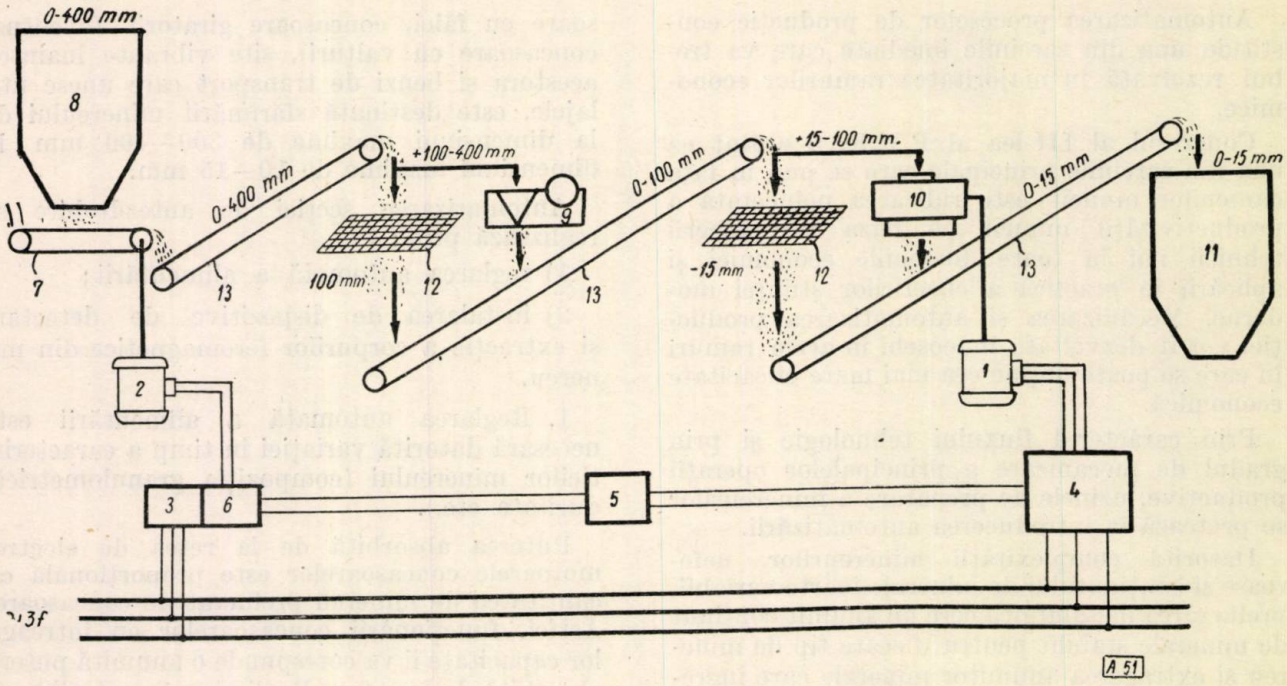


Fig. 1. Schema reglării automate a alimentării concasoarelor :

1 — electromotorul concasorului giratoriu ; *2* — electromotorul alimentatorului cu plăci metalice ; *3* — redresor ; *4* — transformator ; *5* — schemă de relee ; *6* — regulator ; *7* — alimentator cu plăci metalice ; *8* — siloz de minereu brut ; *9* — concasor cu fălci ; *10* — concasor giratoriu ; *11* — siloz de minereu sfărîmat ; *12* — site vibrante ; *13* — benzi de transport.

a concasorului cu fălci 2—3 s, a concasorului giratoriu 3—5 s, iar a benzilor de transport (lungimea unora ajunge pînă la 35 m) de cca. 1 s/m liniar de bandă.

Din cauzele arătate mai sus nu este indicat a se folosi un reglaj continuu ci un reglaj în trepte al vitezei de rotaţie a electromotorului alimentatorului.

Cînd electromotorul alimentatorului este de curent continuu, schema de reglare este cea din fig. 1.

Electromotorul *1* al concasorului giratoriu este alimentat cu curent alternativ trifazat de la reţea. Electromotorul *2* al alimentatorului primeşte tensiune continuă de la redresorul *3*, legat la reţeaua trifazică. Curentul absorbit de la reţea de electromotorul concasorului giratoriu — care este proporţional cu cantitatea de minereu prelucrat de concasor — este transformat prin intermediul transformatorului *4* şi aplicat unei scheme cu relee *5*. Aceasta acţionează în funcţie de mărimea curentului absorbit

Cînd concasorul este supraîncărcat, curentul absorbit de electromotorul său de la reţea creşte. Transformatorul trimite curentul schemei de relee care comandă prin intermediul regulatorului scăderea tensiunii de alimentare a electromotorului alimentatorului. Scăzînd turaţia acestui electromotor, scade debitul de minereu, pînă cînd încărcarea concasorului ajunge la normal. Atunci şi sarcina cerută de concasor de la reţea revine la valoarea ei normală. Cînd concasorul lucrează în gol, reglarea este inversă.

Dacă electromotorul alimentatorului este asincron, cu rotorul bobinat, schema cu relee acţionează în sensul introducerii sau scoaterii din circuitul rotoric a diferitelor trepte ale reostatului de reglare.

2. Un mare pericol pentru utilajele de sfărîmare îl reprezintă piesele metalice sau bucăţile de piese metalice care pot veni amestecate cu minereul din mină (buloane, bucăţi de şină, de tîrnăcoape etc.). Dacă acestea intră în concasoare ele provoacă distrugerea căptuşelii concasorului, ceea ce atrage după sine oprirea concasorului, deci a fluxului tehnologic.

Pentru extragerea corpurilor feromagnetice, se folosesc electromagneţi extractori puternici alimentaţi în curent continuu, de două tipuri:

a) Electromagneţi suspendaţi.

b) Tobe electromagnetice.

În primul caz, electromagneţii în formă de U, cu miezul turnat dintr-un aliaj special, sînt suspendaţi deasupra benzii transportoare. În al doilea caz, electromagnetul este format de însăşi toba de acţionare a benzii transportoare, care este prevăzută cu electromagneţi situaţi în interiorul ei. Electromagneţii se aşează de obicei radial, rotindu-se împreună cu toba, iar curentul se alimentează prin inelele de contact montate pe arborele tobei.

Dezavantajele electromagneţilor extractori sînt determinate de faptul că ei lasă să treacă uneori piese nemagnetice sau slab magnetice (oţel cu mangan) şi de consumul lor mare de energie, cînd sînt alimentaţi în mod continuu.

În ultimul timp au început să se folosească pe scară tot mai largă „detectorii de corpuri metalice" — instalaţii electronice care sesizează trecerea pe banda transportoare a corpurilor metalice şi comandă alimentarea electromagneţilor extractori sau oprirea motorului de antrenare a benzii, punînd în funcţiune şi semnalizarea optică sau acustică.

Aparatele se bazează fie pe schimbarea frecvenţei unui circuit oscilant, fie pe dezechilibrarea unei punţi de inductanţă. Prima metodă are mare sensibilitate, însă necesită o severă stabilitate a frecvenţei şi e puternic influenţată de factorul capacitiv (proprietăţile fizice şi înălţimea stratului de minereu). De aceea, se preferă aparatele bazate pe dezechilibrarea unei punţi de inductanţe. Pe acest principiu sînt construite detectoarele sovietice de corpuri metalice de tipul 3 MM, MIN-1 şi EMI-N42. Schema de principiu a instalaţiei de detectare şi extragere este prezentată în fig. 2.

Puntea de inductanţe are în două braţe inductanţele *2* şi *3*, celelalte două braţe ale ei fiind formate din rezistenţe variabile. Inductanţele sînt solenoizi înfăşuraţi pe rame de lemn, care înconjoară banda *BT*.

Aparatul detector *1* cuprinde un generator de audiofrecvenţă care alimentează puntea, amplificatorul care amplifică semnalul de dezechilibru al punţii şi redresorul necesar alimentării acestora.

Semnalul de dezechilibru al punţii, amplificat, este trimis schemei cu relee *4* care acţionează asupra alimentării electromagnetului extractor *5*, asupra alimentării electromotorului de antrenare a benzii *6* şi asupra schemei de semnalizare *7*.

Puntea este echilibrată în aşa fel, ca la ieşirea ei să se obţină doar un nivel neînsemnat de semnal, suficient pentru a ţine acţionat releul polarizat de control, şi insuficient pentru a face să lucreze releul intermediar, care înregistrează apariţia metalului. La apariţia metalului, la ieşirea punţii apare o tensiune suficientă care face să lucreze al doilea releu polarizat; acesta

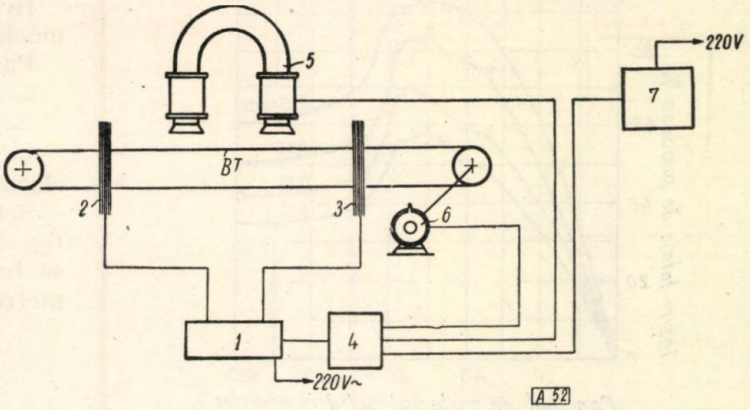


Fig. 2. Schema instalaţiei de detectare şi extracţie a corpurilor feromagnetice:

1 — aparatul detector; *2* şi *3* — solenoizi; *4* — schemă de relee; *5* — electromagnet extractor; *6* — electromotor de antrenare a benzii; *7* — schemă de semnalizare.

acţionează şi alimentează electromagnetul extractor, care extrage corpul metalic. În caz că acesta nu este extras, la trecerea corpului metalic prin solenoidul al doilea apare un semnal care opreşte banda, întrerupînd alimentarea electromotorului de antrenare a benzii, şi pune în funcţiune semnalizarea acustică locală şi cea optică la dispecer.

Automatizarea măcinării

Măcinarea este procesul industrial de reducere a dimensiunilor materiilor prime, de la mărimi de ordinul centimetrilor, pînă la dimensiuni sub un milimetru. Dimensiunile particulelor rezultate în urma măcinării sînt impuse de procesele următoare din fluxul tehnologic.

Măcinarea minereurilor este o măcinare umedă şi se realizează, în majoritatea cazurilor, cu mori cu bile însoţite de clasoare. Minereul măcinat umed se introduce în clasor mărindu-i-se diluţia. Particulele de dimensiuni corespunzătoare deversează peste pragul de scurgere al clasorului într-un rezervor, de unde se pompează spre compartimentul flotaţiei. Particulele de dimensiuni mai mari decît cele admise, cu ajutorul transportorului tip melc din clasor, se introduc în moara cu bile pentru a fi remăcinate.

Minereul măcinat trebuie să corespundă următoarelor condiţii de calitate:

— diluţie constantă;

— compoziţie granulometrică constantă.

Factorii care influenţează procesul tehnologic al măcinării sînt:

1) natura minereului;

2) încărcătura de minereu;

3) cantitatea de apă introdusă în moară;
4) încărcătura de bile;
5) parametrii mecanici ai utilajului.

1. Natura minereului nemăcinat este caracterizată de compoziţia granulometrică, de compoziţia chimică şi de umiditate. Aceste caracteristici sînt variabile şi, cu toate măsurile luate pentru micşorarea variabilităţii, rămîn ca principale cauze ale perturbaţiilor din fluxul tehnologic al măcinării. Perioada acestor perturbaţii variază într-o gamă relativ mare, de la 0,25—40 ore.

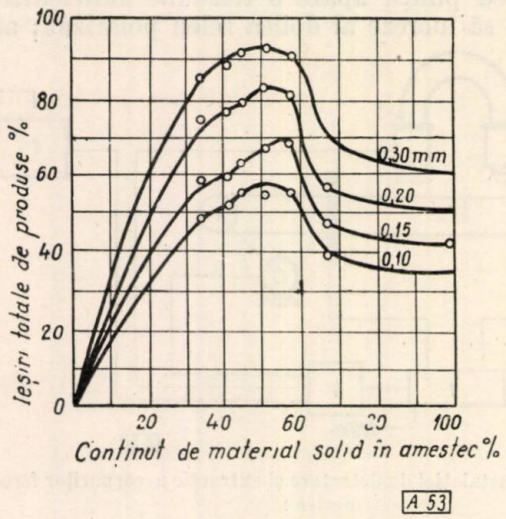


Fig. 3. Graficul variaţiei produselor ieşite din moară în funcţie de raportul solid/lichid din interiorul morii, pentru diferite clase granulometrice.

2. Încărcătura de minereu determină compoziţia granulometrică a minereului măcinat şi are valori diferite pentru minereuri diferite.

3. Cantitatea de apă introdusă în moară influenţează viteza de trecere a minereului prin moară. Viteza optimă se realizează la un conţinut de solid, în amestecul din moară, de aproximativ 50%, aşa cum rezultă din fig. 3.

4. Încărcătura de bile influenţează asupra productivităţii morii, fiind impusă de viteza optimă de rotaţie a morii şi variază în timp datorită uzurii bilelor în procesul măcinării.

5. Parametrii mecanici ai morii (diametrul, volumul şi viteza de lucru) sînt impuşi de capacitatea de măcinare pe care trebuie să o asigure moara în fluxul tehnologic al uzinei de preparare şi sînt stabiliţi prin alegerea tipului morii. Totuşi unii variază în timp datorită uzurii căptuşelii morii. Se observă deci că productivitatea morii variază în timp datorită variaţiilor parametrilor constructivi ai morii şi datorită variaţiilor naturii minereurilor.

Considerînd ca produs al măcinării suspensia minereului măcinat deversată peste pragul clasorului (tulbureala), ca aceasta să îndeplinească condiţiile de calitate şi de cantitate, sînt necesare reglaje ale fluxului tehnologic.

Schematic, procesul măcinării este reprezentat în fig. 4.

Înainte de introducerea automatizării în uzinele de preparare, reglajele în fluxul tehnologic al măcinării se executau manual, pe baza unor date statistice cu care se comparau caracteristicile probelor luate din diferite puncte din flux, la intervale de timp egale.

În uzinele moderne, procesul tehnologic al măcinării minereurilor este reglat automat.

Parametrii reglaţi din circuitul măcinării sînt:
— cantitatea de minereu din moară;
— raportul solid/lichid din interiorul morii;
— diluţia tulburelii revărsate peste pragul clasorului.

Schematic, aceste reglaje sînt prezentate de fig. 5. Schema se numeşte electrometrică şi se bazează pe următoarele relaţii între parametrii compartimentului de măcinare:

$$Q = C - \frac{k_1}{1 + k_1} R \text{ în care } k_1 = \frac{S_r}{L_r}$$

$$L_i = L_t - L_r = C\left(1 - \frac{1}{k_1}\right) + Q \cdot \frac{1}{k_1}$$

în care:

Q — debitul minereului uscat-nemăcinat;
R — debitul minereului umed refuzat de clasor;
K_1 — raportul solid/lichid din refuzul clasorului, care se consideră constant;
C — debitul minereului introdus în moară, care se menţine constant:
L_t — cantitatea de apă, care se menţine egală în greutate cu greutatea minereului din moară;
L_i — cantitatea de apă introdusă în moară;
L_r — cantitatea de apă din refuzul clasorului;
S_r — cantitatea de minereu din refuzul clasorului.

Relaţia $Q = f_1(R)$ conduce la acţionarea alimentatorului minereului nemăcinat, în funcţie de cantitatea de minereu refuzat de clasor,

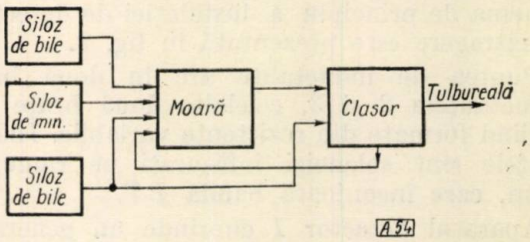


Fig. 4. Schema ciclului de măcinare a minereurilor neferoase.

menţinîndu-se constant debitul total de minereu introdus în moară.

Relaţia $L_i = f_2(Q)$ conduce la reglarea debitului apei introduse în moară, în funcţie de debitul minereului uscat introdus în moară, menţinîndu-se constant raportul solid/lichid din interiorul morii.

Schema utilizează doi traductori:

1. Traductorul refuzului clasorului, care măsoară curentul electromotorului de antrenare a transportorului melc din clasor, proporţional cu cantitatea de minereu umed refuzat.

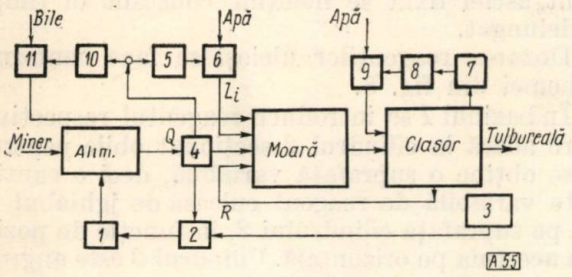


Fig. 5. Schema automatizării ciclului de măcinare a minereurilor neferoase:

1 — regulator tripoziţional; *2* — sumator; *3* — traductor al debitului de minereu umed refuzat de clasor (R); *4* — traductor al debitului de minereu nemăcinat (Q); *5* şi *8*—regulatoare; *6* şi *9*—vane reglabile; *7* — traductor al diluţiei tulburelii; *10* — contor; *11* — dispozitiv de livrare pentru bile cu numărător de bile.

2. Traductorul debitului minereului uscat introdus în moară, care este un cîntar de bandă cu convertor greutate/tensiune.

Moara lucrează în condiţii optime cînd cantitatea de bile se menţine constantă. Pentru menţinerea cantităţii de bile constantă, pe măsura uzurii se introduc în moară bile cu diametrul maxim admis. Cantitatea de bile introdusă e funcţie de caracteristicile fizice ale minereului. Se cunoaşte consumul specific de bile pe baza datelor statistice şi se comandă automat introducerea unui număr de bile stabilit pe baza relaţiei dintre greutatea unei bile şi consumul de bile/tona de minereu măcinat.

Bilele se introduc la intervale de timp care asigură un raport întreg între numărul de bile şi cantitatea de minereu introdusă în moară.

Schema de comandă a introducerii bilelor în moară utilizează un alimentator electromecanic *11* cu dispozitiv de numărare a bilelor şi cîntarul de bandă cu totalizatorul *10* (fig. 5). Totalizatorul cîntarului de bandă comandă introducerea bilelor; numărătorul blochează alimentatorul de bile după trecerea numărului de bile corespunzător minereului din flux.

În practica preparării minereurilor neferoase, diluţia tulburelii se exprimă prin raportul în greutate între minereu şi apă. Diluţia tulburelii se menţine constantă prin acţionarea asupra debitului apei introdusă în clasor în funţie de densitatea tulburelii, determinată cu ajutorul traductorului *7* din fig. 5, care conţine ca element de măsură tuburi piezometrice.

Tuburile piezometrice se introduc în tulbureală lîngă pragul de deversare al clasorului. În tuburile piezometrice se introduce aer sub presiune. De la tuburile piezometrice se culege o diferenţă de presiune proporţională cu diluţia tulburelii. Această diferenţă de presiune se aplică unui manometru diferenţial,, al cărui semnal de ieşire se aplică regulatorului *8* din fig. 5, care acţionează vana reglabilă *9*, corectînd diferenţa dintre diluţia impusă şi cea reală.

Schema de automatizare a compartimentului de măcinare a minereurilor va trebui să funcţioneze în următoarele condiţii specifice:

— constante de timp ale utilajelor relativ mari (10—15 s);

— utilajele nu se pretează la modificări în construcţie;

— perturbaţiile se datoresc variabilităţii naturii minereului şi uzurii utilajelor;

— siguranţă maximă în funcţionare, cu întreţinere economică.

Acestor condiţii le corespund scheme de reglare în trepte.

Gradul de complexitate al automatizării măcinării minereurilor se preconizează a fi ridicat prin utilizarea unor scheme de reglare mai complexe în care se vor folosi traductori ai compoziţiei granulometrice şi ai durităţii minereului nemăcinat, care vor corecta mărimile reglate în funcţie de perturbaţiile care apar datorită variabilităţii naturii minereurilor.

Automatizarea flotaţiei

Sectorul de flotaţie din uzinele de preparare mecanică a minereurilor este unul din sectoarele de a cărui productivitate depinde în mare măsură randamentul uzinei. În stadiul actual legile flotaţiei nefiind studiate suficient, automatizarea constă în:

1. Reglarea automată a concentraţiei ionilor de hidrogen şi telemăsuri ale concentraţiei reziduale a ionilor de hidrogen.

2. Mecanizări ale dozării reagenţilor (substanţe chimice sub formă de soluţii sau uleiuri, care se introduc în tulbureală pentru separarea minereurilor).

1. Pentru desfăşurarea normală a procesului flotaţiei este necesară o dozare precisă a reagenţilor. Pentru aceasta, tulbureala trebuie să aibă un pH constant. În ultima vreme aparatura pentru controlul pH-ului a depăşit cadrul de laborator, realizîndu-se pH-metre pentru controlul şi reglarea automată a pH-ului în industrie.

O schemă de reglare automată a pH-ului este arătată în fig. 6.

Diferenţa de potenţial ce ia naştere între electrozii *1* şi *2* se măsoară de pH-metru, care are scala aparatului de măsură gradată în unităţi de pH. Semnalul electric de la ieşirea amplificatorului este introdus în convertorul electro-pneumatic *4* de la care presiunea variabilă proporţională cu valoarea pH-ului, intră în regulatorul *5*. În acest ciclu de reglare automată elementul de execuţie *6* primeşte semnale de comandă pentru a corecta deviaţiile valorii pH-ului de la valoarea impusă, prin variaţia debitului de reagent corector.

2. În tehnica procesului de flotaţie, dozarea reagenţilor depinde de:

— cantitatea de minereu măcinat;

— concentraţia reziduală a reagenţilor în tulbureală;

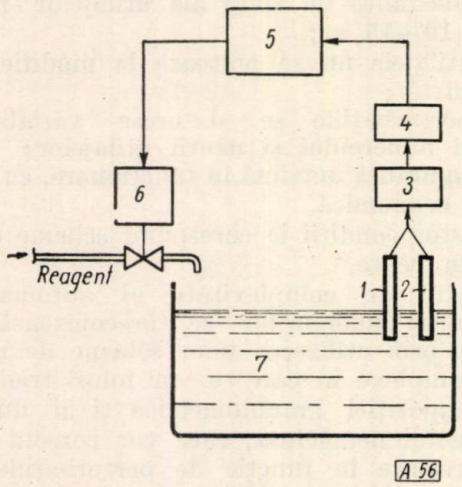


Fig. 6. Schema reglării automate a *p*H-ului tulburelii:

1 şi *2* — electrozii *p*H-metrului; *3* — *p* H — metru; *4* — convertor; *5* — regulator; *6* — vană reglabilă; *7* — tulbureală.

— procesul metalurgic pentru care sînt destinate produsele flotaţiei;

— debitul de tulbureală şi diluţia acesteia.

În ţări cu o tehnică înaintată, s-a realizat automatizarea dozării reagenţilor mai mult sau mai puţin complex, în funcţie de gradul de automatizare atins în economia naţională. În prima etapă, la uzinele de preparare din R.P.R., dozarea reagenţilor se face mecanizat. Această mecanizare se execută cu diferite tipuri de dispozitive, în funcţie de reagentul dozat.

Dozarea reagenţilor lichizi se face conform schemei din fig. 7.

Reagentul pregătit în vasul *I* se scurge în vasul *II*, în care se păstrează un nivel constant.

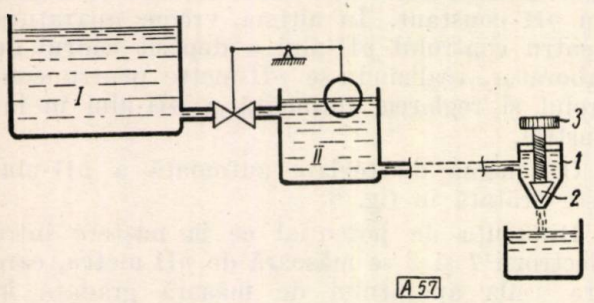


Fig. 7. Schema mecanizării dozării reagenţilor lichizi:

I — rezervor de reagent; *II* — rezervor intermediar cu nivel constant; *III* — celulă de flotaţie; *1* — corpul dozatorului; *2* — con de reglare; *3* — şurub de acţionare.

Acest nivel constant este impus pentru a avea o presiune constantă în conducte, iar scurgerea lichidului prin dispozitivul *1* să nu fie influenţată de această presiune. Cu ajutorul rotiţei *3*, conul *2* reglează manual debitul de reagent. De la rezervorul *II* pornesc atîtea ţevi cîte puncte de introducere sînt necesare în procesul flotaţiei pentru un tip de reagent.

Debitul de tulbureală în celula de flotaţie *III* fiind menţinut constant, debitul de reagent astfel fixat se menţine constant în timp îndelungat.

Dozarea reagenţilor uleioşi se face conform schemei din fig. 8.

În bazinul *1* se introduce reagentul respectiv, care aderă la cilindrul *2* secţionat oblic pentru a se obţine o suprafaţă variabilă, deci o cantitate variabilă de reagent culeasă de jghiabul *4* de pe suprafaţa cilindrului *2*, în funcţie de poziţia acestuia pe orizontală. Cilindrul *2* este angrenat de electromotorul *3*, care este comun pentru mai multe dozatoare de acelaşi tip instalate pe o linie de celule. Impunînd aceleaşi condiţii ca la dozarea reagenţilor lichizi, jghiabul *4* odată reglat dozează reagentul pe o perioadă destul de lungă.

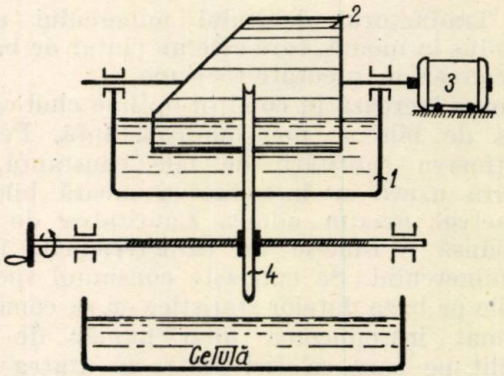


Fig. 8. Schema mecanizării dozării reagenţilor uleioşi:

1 — bazin cu reagent; *2* — cilindru secţionat oblic; *3* — electromotor; *4* — jghiab de colectare.

Automatizarea luării probelor

O problemă importantă la uzinele de preparare a minereurilor o constituie luarea probelor. Probele se iau atît din materia primă, concentrat şi steril, cît şi din stadii intermediare acestora. Prelucrarea probelor prin diferite metode dă posibilitatea să se compare indicii impuşi cu cei realizaţi de procesul tehnologic şi să se acţioneze în sensul îmbunătăţirii procesului tehnologic.

Este foarte important ca luarea probelor să se facă la intervale egale de timp, în cantităţi egale şi în condiţii identice, pentru a avea o imagine obiectivă a procesului de preparare. Întrucît luarea manuală a probelor nu satisface aceste condiţii, s-au construit în ultimul timp aparate automate pentru luarea probelor. Un astfel de aparat este arătat în fig. 9.

Aparatul are un electromotor *1*, un dispozitiv de pauză *2*, prin care se fixează perioada la care se iau probele, un sistem de deplasare *3* al căruciorului cu lingura de luat probe *4* şi doi limitatori de cursă *5* şi *6*. La intervale

de timp fixate cu dispozitivul de pauză, lingura de luat probe intersectează jetul de tulbureală, luînd o cantitate bine determinată de probă.

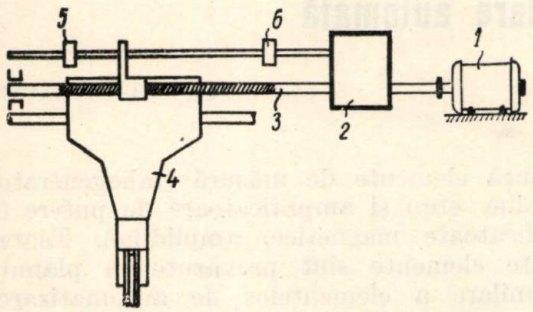


Fig. 9. Schiţa aparatului automat de luare a probelor : *1* — electromotor ; *2* — dispozitiv de pauză ; *3* — sistem de deplasare cu ax filetat ; *4* — lingură de luat probe ; *5* şi *6* — limitatori de cursă.

Dispecerizarea în uzinele de preparare

Automatizarea dă posibilitatea conducerii şi controlului centralizat al întregului proces tehnologic. Acestea se efectuează de la un punct central de dispecer, care este înzestrat cu aparatajul necesar comenzii de la distanţă şi supravegherii funcţionării utilajelor şi cu aparatură pentru indicarea şi înregistrarea parametrilor controlaţi în procesul tehnologic.

Pornirea utilajelor diferitelor secţii se face în sens invers fluxului tehnologic. Blocarea se face tot în sens invers fluxului pentru utilajele dinaintea celui care s-a defectat. Pentru a avea o privire de ansamblu asupra procesului de desfăşurare, punctul dispecer este prevăzut cu un panou mnemotehnic. Pe lîngă mijloacele de mai sus, dispecerul are la dispoziţie mijloace de telecomunicaţie cu secţiile, astfel încît este asigurat un control şi o conducere operativă a producţiei.

Concluzii

Fluxul tehnologic al uzinelor de preparare mecanică a minereurilor neferoase poate fi automatizat. Gradul de complexitate al automatizării este condiţionat de următoarele probleme :

— capacitatea de producţie a uzinei de preparare ;

— studierea proceselor din flux şi elaborarea relaţiilor lor cantitative ;

— construirea de agregate care să se preteze la automatizare, adică să ofere posibilitatea de măsurare a indicilor procesului şi de acţionare pentru corecţii ;

— construirea unor elemente specifice pentru o automatizare ca :

— traductor de umiditate a minereului ;

— traductor de duritate a minereului ;

— traductori ai compoziţiei granulometrice a minereului ;

— instalaţii care să determine conţinutul procentual selectiv de minerale din tulbureala ce urmează a se introduce la flotaţie şi din concentrate, ca produşi ai flotaţiei.

— elaborarea unor scheme de automatizare tipizate pentru uzinele de preparare a minereurilor ;

— colaborarea între tehnologi, constructorii de agregate şi automatişti.

Investiţiile făcute pentru introducerea automatizării într-o uzină de preparare se amortizează în decurs de 1—2 ani. Eficacitatea economică a automatizării confirmă importanţa introducerii ei pe scară tot mai largă în industria de preparare a minereurilor.

BIBLIOGRAFIE

[1] E. E. SERGO şi V. A. BUNCO : *Oprobovanie, control i avtomatizaţia tehnologhiceskih proţesov na obogatitelnîh fabricah.* Edit. Ugletehnizdat. Moscova 1957.

[2] I. A. KOVALSKI şi B. V. NEVSKI : *Avtomatizaţia i control proţesov v obogaşcenii i ghidrometalurghii.* Edit. Metallurghizdat. Moscova 1953.

[3] K. V. ROJCOV : *Avtomatizaţia obogatitelnîh fabric.* Tvetnîie metallî nr. 11, 1959.

[4] T. A. HAN : *Oprobovanie, control i avtomatizaţia obogatitelnîh proţesov* Edit. Metallurghizdat. Moscova 1958.

[5] S. I. POLKIN : *Prepararea minereurilor.* Edit. tehnică 1957.

[6] MEHANOBRÎ : *Avtomatizaţia raboti obogatitelnîh fabric.*

[7] V. A. PEROV şi V. I. BRAND : *Izmelcenie rud.* Edit. Metallurghizdat. Moscova 1950.

DOREL DAMSKER, GÜNTHER WEINRICH, IOAN D. LANDAU, CODRUŢ BRANA

Scheme tip de acţionări electrice cu reglare automată prin blocuri transistorizate**

C Ż 621.34–526 : 621.316.718.1

Tehnica modernă a acţionărilor electrice automatizate ridică cerinţe din ce în ce mai mari cu privire la precizia reglării, gama largă de reglare, rapiditatea de răspuns şi la reglarea succesivă sau simultană a mai multor mărimi fizice (viteză, poziţie, acceleraţii, curent, tensiune etc.), productivitatea utilajului şi calitatea produsului depinzînd în mare măsură de calitatea reglării.

Apare deci necesitatea elaborării unor sisteme de reglare cu performanţe ridicate, destinate acţionărilor electrice, precum şi a realizării unor blocuri de reglare corespunzătoare, care să funcţioneze în deplină concordanţă cu blocuri de comandă de acelaş tip.

Aplicarea pe scară largă a unor astfel de sisteme şi blocuri de reglare impune în plus realizarea următoarelor condiţii generale :

a) Sistematizarea şi tipizarea elementelor şi a schemelor de reglare şi comandă pentru acţionări electrice, pentru a permite proiectanţilor acestor instalaţii o determinare rapidă a schemei adecvate scopului urmărit şi a elementelor componente.

b) Sistematizarea şi simplificarea calculelor de proiectare a schemelor menţionate, în aşa fel încît la baza calculelor să stea o metodă inginerească, simplă, sugestivă şi expeditivă.

c) Sistematizarea şi simplificarea operaţiilor de reglare la punerea în funcţiune a instalaţiilor automatizate de acest tip, astfel ca aceste operaţii să decurgă după instrucţiuni clare, aceleaşi în principiu pentru fiecare din circuitele de reglare ale instalaţiei respective.

Domeniul de utilizare a schemelor preconizate se extinde asupra acţionărilor electrice în general, dar mai ales în industria siderurgică (laminoare, furnale) şi a construcţiilor de maşini (maşini-unelte). De altfel, aplicarea blocurilor de reglare nu se mărgineşte la acţionările electrice, ci cuprinde domeniul mai larg al curenţilor tari, de exemplu reglările automate în industria energetică, în sudură etc.

Blocurile de reglare menţionate constituie elementele de bază ale unui sistem de reglare unitar, destinat acţionărilor electrice automatizate. Acest sistem unitar cuprinde de asemenea elemente de măsură (tahogeneratoare, selsine etc.) şi amplificatoare de putere (amplificatoare magnetice, amplidine). Toate aceste elemente sînt prevăzute în planul de asimilare a elementelor de automatizare în ţara noastră [1] [2]. Sistemul de blocuri de comandă adecvat celui de reglare este descris în [7].

Elementul de bază al regulatoarelor este transistorul, care în comparaţie cu tuburile electronice prezintă avantajele cunoscute : este mai robust, are o viaţă mai îndelungată, nu necesită surse de încălzire şi nici timp de încălzire la punerea în funcţiune etc.

Lucrarea se încadrează deci în prevederea directivelor Congresului al III-lea al P.M.R. de a se „asigura treptat producerea în ţară a elementelor de automatizare, în special a celor electronice, folosind în largă măsură semiconductorii".

Se utilizează tipurile de transistoare care urmează a fi produse în ţara noastră în cursul anului 1961.

Prezenta lucrare are la bază realizarea fizică şi verificarea experimentală a principalelor elemente şi scheme de reglare preconizate. Rezultatele acestor încercări au confirmat îndeplinirea condiţiilor impuse mai sus (*a,b,c*).

Lucrările au început printr-un studiu asupra blocurilor de comandă şi reglare cu transistoare pentru acţionări electrice [3], elaborat la ICET în martie 1960. Experimentările au fost efectuate pe o platformă de încercări instalată la atelierele ICET, asupra unei scheme de automatizare cu grup generator-motor, pe bază de blocuri de reglare cu transistoare, realizate de ICET.

Blocurile şi sistemele de reglare experimentate, precum şi bazele teoretice ale lucrării, au fost expuse în comunicările [4] şi [5] şi în studiul [6]. Conţinutul principal al acestuia va fi publicat în alte articole. Obiectul articolului de faţă este exclusiv prezentarea succintă a blocurilor şi sistemului de reglare preconizat, precum şi a principalelor scheme tip realizate pe această bază.

Sistemul de reglare

Pentru reglarea automată a acţionărilor cu performanţe ridicate (precizie, răspuns rapid, abatere tranzitorie redusă la perturbaţii bruşte etc.) se impun amplificatoarele fără inerţie, pe bază de tuburi electronice sau transistoare. Toate soluţiile moderne folosesc transistorul ca element de bază [8] ...[18].

Orientarea modernă [11] ... [14] este aceea că în loc de a introduce în sistem elemente de corecţie serie, completate cu reacţii negative rigide sau elastice de la etajele de putere, să se folosească regulatoare tip, constînd dintr-un amplificator dotat cu circuite de reacţie tip, pentru a obţine o comportare dinamică dorită, cu constante de timp ajustabile. Această soluţie oferă posibilitatea unei sistematizări şi tipizări a elementelor de automatizare şi legat de aceasta a schemelor de reglare automate.

De cele mai multe ori se pune condiţia reglării mai multor mărimi fizice ale aceluiaşi sistem. Astfel, de exemplu în schemele de reglare a vitezei unui motor de c.c. se cere în plus limitarea curentului principal la o valoare admisibilă. Tendinţa modernă [11] [12] [13] [5] este ca în locul sistemelor de reglare convergente, în care regimurile de reglare a diverselor mărimi se succed în decursul proceselor tranzitorii, să se adopte sisteme de reglare în cascadă, caracterizate prin aceea că regulatoarele diferitelor mărimi fizice sînt legate în cascadă într-o ordine logică, decurgînd din natura mărimilor respective, în aşa fel încît mărimea de ieşire a fiecăruia din regulatoare (cu excepţia ultimului) constituie mărimea impusă pentru regulatorul următor. Într-un asemenea sistem, toate mărimile sînt reglate simultan, şi anume la valorile prescrise de regulatoarele mărimilor precedente, cu excepţia primei mărimi reglate, care este menţinută la o valoare impusă din exterior.

Ajustarea constantelor de timp ale regulatoarelor se face succesiv, circuit cu circuit, în ordinea inversă a indicilor din figura 1. La ajustarea regulatorului Y_{Rk}, circuitele cu indici mai mici decît k nu sînt în funcţiune.

Alegerea tipului regulatorului şi metoda de ajustare a constantelor sale de timp decurg din următoarele criterii de optimizare: criteriul modulului [17] [20] şi criteriul simetric [18]. Posibilitatea aplicării aceluiaşi criteriu de optimizare circuit cu circuit într-un sistem de reglare în cascadă cu oricîte circuite de reglare a fost demonstrată în [19].

În general, regulatoarele conţin în funcţia de transfer o componentă integrală, pentru a asigura o reglare foarte precisă, fără statism. Numai în cazuri speciale, în care precizia necesară se poate realiza şi fără aceasta, se renunţă la componenta integrală. Cîteva exemple se vor da mai jos la descrierea schemelor tip.

În cazul schemelor de acţionări electrice, funcţiile de transfer Y_{0bk} în care a fost fracţionată funcţia de transfer globală a obiectului reglat conţin unul sau cel mult două elemente inerţiale cu constante de timp importante (motor, amplificator magnetic etc.). În plus circuitul de reglare de indice k mai conţine şi elemente inerţiale cu constante de timp mici (constanta de timp echivalentă a circuitului de reglare $k+1$, constante de timp de filtrare etc.), a căror sumă este mică în comparaţie cu constantele de timp mari ale obiectului reglat.

În această situaţie, ambele criterii de optimizare citate impun un regulator care să conţină în funcţia de transfer pe lîngă polul în origine, dat de componenta integrală, unul sau două elemente de anticipare, după numărul constantelor de timp mari din circuitul de reglare respectiv. Elementele de anticipare au rolul de a compensa efectul elementelor inerţiale importante ale obiectului reglat din circuitul de reglare considerat.

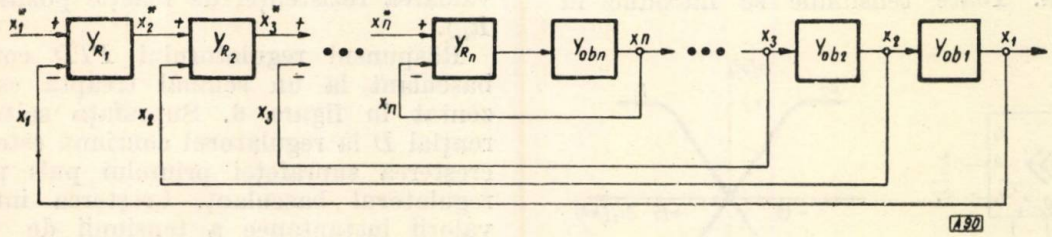


Fig. 1. Schema bloc a unui sistem de reglare în cascadă cu n circuite de reglare.

Schema bloc a unui sistem de reglare în cascadă este reprezentată în fig. 1.

Dacă din cauza unei perturbaţii mărimea reglată x_k scade, de exemplu, sub valoarea impusă x_k^*, mărimea de ieşire a regulatorului Y_{Rk} creşte şi prescrie circuitului de reglare următor o valoare x_{k+1}^* mărită, necesară menţinerii mărimii x_k la valoarea impusă x_k^*.

Rezultă regulatoare de tip *PI*, respectiv *PID*, cu funcţia de transfer

$$Y_R(s) = \frac{1 + s\tau}{s\tau_i},$$

respectiv (1)

$$Y_R(s) = \frac{(1 + s\tau_1)(1 + s\tau_2)}{s\tau_i}.$$

Formulele de ajustare a constantelor de timp ale regulatorului sînt date în literatură [17] [18].

Datorită compensării constantelor de timp mari ale obiectului reglat prin constantele de timp ale regulatorului, timpul de răspuns la un semnal treaptă al circuitelor de reglare optimizate pe baza acestor criterii este foarte redus, fiind determinat exclusiv de suma constantelor de timp mici ale circuitului de reglare respectiv. Gradul de amortizare este foarte pronunţat, iar depăşirea poate fi redusă la cca. 5%.

Din aceste explicaţii rezultă clar de ce sistemul de reglare preconizat duce la consecinţele *a*, *b*, *c*, impuse sub formă de condiţii.

Blocurile de reglare

Din paragraful precedent a rezultat necesitatea unor regulatoare cu comportare *PI* şi *PID*, iar uneori *PD* şi *P*.

Regulatoarele legate în cascadă se alimentează de la o sursă unică de tensiune stabilizată.

Cascada de regulatoare comandă la ieşirea sa un amplificator de putere cu transistoare, alimentat de la o sursă filtrată, dar nestabilizată.

Tensiunile de referinţă se obţin de la o sursă de tensiune etalon cu transistoare sau chiar de la sursa de alimentare a regulatoarelor.

Elementul de bază al regulatoarelor este preamplificatorul (fig. 2). El este un amplificator diferenţial de c.c. cu trei etaje.

Alimentarea se face de la o sursă de tensiune stabilizată, care are un punct median pus la masă (-10V; 0 şi $+15$V). Întrucît intrările (i_1, i_2) şi ieşirile (e_1, e_2) sînt simetrice în raport cu masa, se pot lega în cascadă mai multe preamplificatoare, alimentate toate de la aceeaşi sursă. Toate tensiunile se introduc în

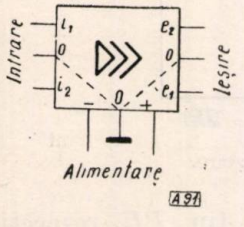


Fig. 2. Schema bloc a preamplificatorului.

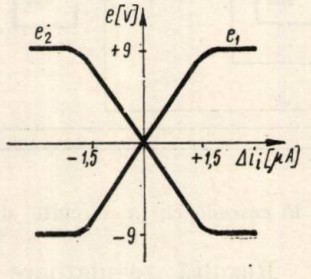


Fig. 3. Caracteristicile preamplificatorului.

raport cu bara de potenţial 0, care străbate întreaga instalaţie.

În figura 3 sînt reprezentate variaţiile potenţialelor celor două ieşiri (e_1, e_2) ale preamplificatorului în funcţie de diferenţa curenţilor de comandă. Cotul de saturaţie corespunde unui curent de cca. 1,5 μA, iar valoarea de saturaţie a tensiunii este de cca. 9 V. Rezultă o rezistenţă de transfer

$$R_{tr} = \frac{\Delta U_e}{\Delta i_i} \geqslant 6 \text{ M}\Omega, \qquad (2)$$

pentru fiecare din cele 2 ieşiri. Liniaritatea caracteristicii este bună şi saturaţia intervine brusc.

Funcţionarea preamplificatorului este posibilă cu aceleaşi performanţe şi în cazul intrării nesimetrice, la aplicarea semnalului între i_1 şi masă.

Comportarea *PI* se obţine prin aplicarea unei reacţii negative elastice preamplificatorului (fig. 4). La regulatorul *PID*, reacţia este elastică (C_1) şi întîrziată (C_2) ca în fig. 4, *b*. O reacţie negativă întîrziată (fig. 4, *c*) determină o comportare *PD*. Regulatorul *P* conţine doar o reacţie negativă rigidă (fig. 4, *d*). Constantele de timp ale regulatoarelor pot varia între cca. 10 ms şi 5 s; valori mai mari nu sînt necesare în cazul acţionărilor electrice.

Deoarece transistoarele pot comanda puteri mult mai mari cînd funcţionează în regim basculant (hiperbola puterii de disipaţie admisibile este depăşită doar în timpul foarte scurt al basculării) amplificatoarele finale se execută adesea pentru acest regim de funcţionare [11] [13] [16] [21]. În acest caz soluţia cea mai simplă este ca ultimul regulator al cascadei să fie basculant. Comportarea *PID*, respectiv *PD*, în regim basculant se realizează în mod foarte simplu prin aplicarea unei reacţii pozitive supracritice preamplificatorului, încît caracteristica acestuia devine bistabilă (fig. 5). Circuitul de reacţie negativă *PID* (*PD*) este acelaşi ca şi la regulatorul continuu corespunzător (fig. 4, *b*, *d*).

Frecvenţa de basculare este determinată de valoarea rezistenţei de reacţie pozitivă ($R_p < R_{tr}$).

Răspunsul regulatorului *PID* continuu şi basculant la un semnal treaptă este reprezentat în figura 6. Suprafaţa saltului diferenţial *D* la regulatorul continuu este egală cu creşterea suprafeţei primului puls pozitiv la regulatorul basculant. Creşterea integrală a valorii instantanee a tensiunii de ieşire la regulatorul continuu corespunde creşterii integrale a valorii medii a tensiunii de ieşire la regulatorul basculant. Funcţionarea este echivalentă cu condiţia ca frecvenţa de basculare să fie suficient de mare. Se lucrează cu frecvenţe de 25...500 Hz, după caz.

Amplificatorul final comandat de regulatorul basculant trebuie să fie bistabil, pentru ca în cazuri accidentale, cînd semnalul de intrare nu este basculant, ci are o valoare continuă intermediară, transistoarele să se

găsească în mod sigur în una din situaţiile extreme (blocat sau complet deschis). Schema adoptată este de tipul „flip-flop" şi permite o ieşire bidirecţională pe înfăşurările de excitaţie ale unei amplidine, amplificator magnetic sau generator de putere redusă. În figura 7 este reprezentat schematic ultimul etaj al amplificatorului final. Ieşirile sînt şuntate prin redresori pentru protecţia contra supratensiunilor inductive.

— sursă de tensiune stabilizată cu transistoare, pentru alimentarea regulatoarelor;
— sursă de alimentare pentru final basculant 100 W;
— sursă de alimentare pentru final basculant 600 W;
— sursă de tensiune etalon 2 × (40 V; 0,3 A);
— bloc reacţie ajustabil.

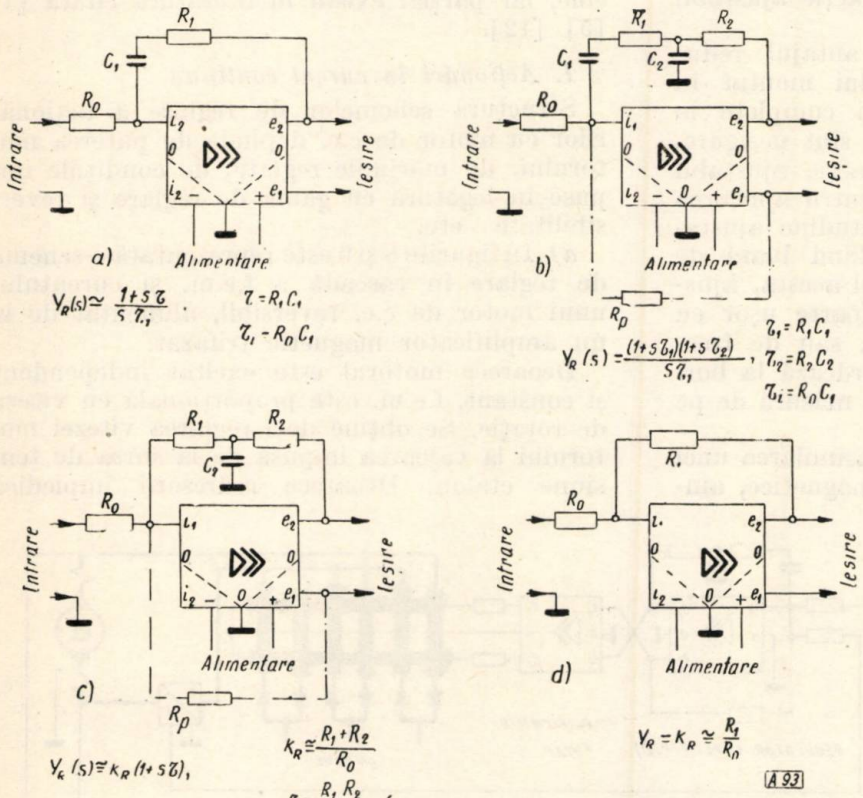


Fig. 4. Schema regulatorului *PI* (*a*) *PID* (*b*), *PD* (*c*), *P*(*d*):

Schema circuit suplimentar la regulatorul basculant

a) $Y_R(s) = \frac{1+s}{s\,\tau_i}$ $\quad \tau = R_1 C_1$, $\quad \tau_i = R_0 C_1$

b) $Y_R(s) = \frac{(1+s\,\tau_1)(1+s\,\tau_2)}{s\,\tau_i}$ $\quad \tau_1 = R_1 C_1$, $\tau_2 = R_2 C_2$, $\tau_i = R_0 C_1$

c) $Y_R(s) = K_R(1+s\,\tau)$ $\quad K_R \cong \frac{R_1+R_2}{R_0}$, $\tau = \frac{R_1 R_2}{R_1+R_2} C_2$

d) $Y_R = K_R = \frac{R_1}{R_0}$.

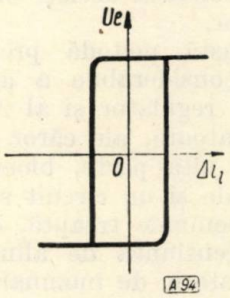


Fig. 5. Caracteristica preamplificatorului cu reacţie pozitivă supracritică.

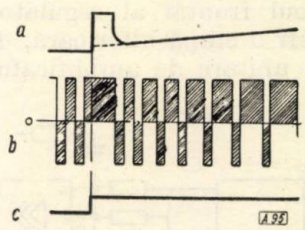


Fig. 6. Răspunsul regulatorului *PID* la un semnal-tre ptă:
a — regulator continuu; *b* — regulator basculant; *c* — semnalul treaptă.

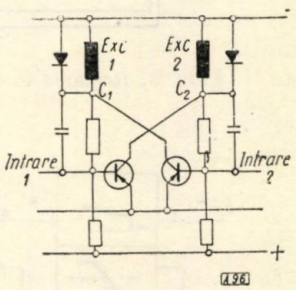


Fig. 7.
Amplificator final basculant (schemă de principiu).

Se prevede asimilarea următoarelor blocuri funcţionale tip, principale:
— preamplificator de c.c.;
— regulator continuu *PID* (*PI*, *PD*, *P*);
— regulator basculant *PID* (*PD*);
— amplificator final continuu 20 W;
— amplificator final basculant 100 W;
— amplificator final basculant 600 W;

Toate blocurile sînt prevăzute pentru funcţionarea la temperaturi ale mediului ambiant de maximum 50°C.

Blocurile se montează în şasie tip care se introduc în rafturile unui dulap.

Pe plăcile frontale ale blocurilor sînt prevăzute borne pentru verificarea din exterior a tensiunilor de intrare, ieşire şi alimentare.

La bornele de control sînt scoase şi legăturile circuitelor de reacţie. La punerea în funcţiune a unei instalaţii noi se racordează la aceste borne blocul de reacţie ajustabil exterior şi se ajustează optimal conform criteriilor de optimizare menţionate. Apoi se montează în blocul regulator rezistenţe şi condensatoare fixe, avînd valorile determinate în modul descris. După aceea se repetă operaţia pentru circuitul de reglare următor (care cuprinde în structura sa circuitul de reglare anterior, ajustat optimal), folosind acelaşi bloc de reacţie ajustabil exterior.

Această metodă prezintă avantajul reducerii considerabile a aparatajului montat în blocul regulator şi al renunţării complete la comutatoare, ale căror contacte sînt nesigure. Pe de altă parte, blocul de reacţie ajustabil cuprinde şi un circuit simplu pentru aplicarea unor semnale treaptă, de amplitudine ajustabilă, tensiunea de alimentare fiind luată de la o baterie de buzunar. În felul acesta, ajustarea optimală se efectuează foarte uşor cu ajutorul unui osciloscop de c.c. sau de frecvenţă foarte joasă, care se racordează la bornele de control ale circuitului de măsură de pe panoul frontal al regulatorului.

Într-o etapă ulterioară, după asimilarea unei serii unitare de amplificatoare magnetice, amlargă de puteri, dat fiind că se pot admite abateri destul de mari faţă de ajustarea optimală a regulatoarelor.

În acest caz, regulatoarele nu vor necesita nici o ajustare la punerea în funcţiune.

Scheme tip de reglare automată

Se vor prezenta cîteva scheme tip mai caracteristice.Detalii cu privire la circuitele schemelor şi la calculul lor se vor da în alte articole, iar parţial există în literatura citată [4] [5] [12].

1. Acţionări în curent continuu

Structura schemelor de reglare a acţionărilor cu motor de c.c. depinde de puterea motorului, de mărimile reglate, de condiţiile impuse în legătură cu gama de reglare şi reversibilitate etc.

a) În figurile 8 şi 9 este reprezentată o schemă de reglare în cascadă a f.e.m. şi curentului unui motor de c.c. reversibil, alimentat de la un amplificator magnetic trifazat.

Deoarece motorul este excitat independent şi constant, f.e.m. este proporţională cu viteza de rotaţie. Se obţine deci reglarea vitezei motorului la valoarea impusă de la sursa de tensiune etalon. Deoarece redresorii împiedică

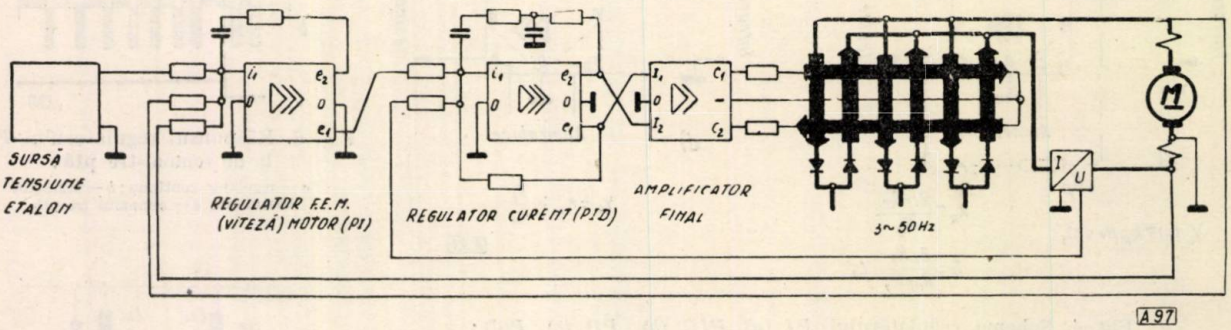


Fig. 8. Reglarea în cascadă a f.e.m. (vitezei) şi curentului unui motor de c.c. nereversibil, alimentat de la amplificator magnetic.

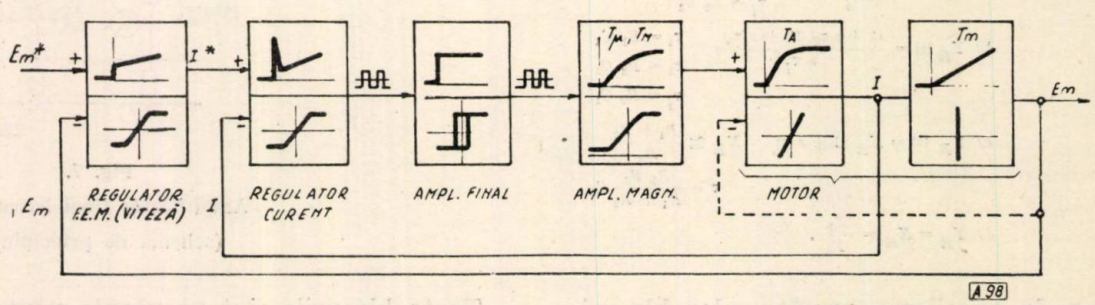


Fig. 9. Schema bloc a sistemului de reglare din fig. 8.

plidine şi maşini de curent continuu, regulatoarele vor putea fi livrate cu elemente fixe în circuitul de reacţie, eventual cu un singur potenţiometru ajustabil. Valorile acestor elemente fixe pot fi aceleaşi pentru o gamă foarte

inversarea curentului prin motor, acesta nu poate fi frînat electric recuperativ, încît viteza se reduce lent. Precizia de reglare depinde de abaterile posibile ale curentului de excitaţie al motorului. O reglare mai precisă se poate

obţine măsurînd direct viteza motorului printr-un tahogenerator şi nu prin intermediul f.e.m. Schema propusă se pretează deci la acţionări nereversibile de putere mică şi mijlocie (depăşind chiar 100 kW) care nu cer reduceri rapide de viteză decît eventual accidental, cînd se şuntează indusul motorului printr-o rezistenţă de frînare dinamică. Se poate atinge o gamă de reglare a vitezei de 1 :100.

Măsurarea curentului se face printr-un traductor de curent, de exemplu un transformator de c.c. Măsurarea f.e.m. se realizează prin scăderea unor curenţi proporţionali cu tensiunea pe un pol auxiliar al motorului. Pentru aceasta este necesar ca rezistenţele înseriate să fie mari în raport cu rezistenţa de intrare a preamplificatorului (cca. 2 kΩ). În general, semnalele de intrare în preamplificator se aplică prin intermediul unor rezistenţe mari, în comparaţie cu rezistenţa de intrare a preamplificatorului. Curentul impus şi curentul măsurat se scad la intrarea în preamplificator. Avantajul comparaţiei curenţilor, faţă de metoda comparaţiei tensiunilor, constă în aceea că se evită trecerea unor curenţi foarte mici, de ordinul 1 μA, prin contactele bornelor elemelor şi cuplelor din instalaţie şi pentru că se face adaptarea mai uşor la nivele diferite de tensiune.

În situaţia cu rotorul motorului blocat sau cu motorul neexcitat, reacţia f.e.m. a motorului, reprezentată punctat în figura 9, este întreruptă. Regulatorul curentului trebuie să compenseze constanta de timp a amplificatorului magnetic (T_M) şi aceea a circuitului indusului (T_A). Regulatorul trebuie să fie deci de tip *PID*. Timpul de răspuns al circuitului de reglare a curentului, optimizat conform criteriilor menţionate mai sus, la un semnal treaptă, este determinat doar de suma constantelor de timp mici din acest circuit: timpul mort al amplificatorului magnetic (T_μ), timpul mort al regulatorului basculant (cca. 1/4 din perioada basculărilor), eventual constanta de timp a filtrului traductorului de curent. În consecinţă, curentul se stabileşte foarte rapid. Chiar dacă rotorul nu ar fi fost blocat, curentul s-ar fi stabilit la valoarea impusă înainte de a interveni reacţia f.e.m. desenată cu linie întreruptă, deoarece aceasta intervine mult mai încet, prin intermediul elementului integral $1/sT_m$ al motorului. De aceea, această reacţie se poate neglija în calculele dinamice. O consecinţă importantă este aceea că ajustarea optimală a regulatorului curentului principal se poate face în situaţia cu motorul neexcitat, ceea ce uşurează mult operaţiile de punere în funcţiune a schemei.

Dat fiind că tensiunea de ieşire a regulatorului vitezei constituie valoarea impusă a curentului motorului, limitarea curentului se obţine prin limitarea acestei tensiuni, fie prin însăşi saturaţia regulatorului vitezei, fie printr-un circuit adecvat de limitare.

Regulatorul vitezei trebuie să compenseze constanta de timp electromecanică a motorului şi este deci de tip *PI*.

b) Înlocuind în schema descrisă amplificatorul magnetic printr-un generator sau o amplidină şi măsurînd viteza motorului de c.c. printr-un tahogenerator, se obţine schema din fig. 10 şi 11.

Reglarea vitezei este posibilă în ambele sensuri şi în limite foarte largi, depăşind 1 :100. Schema se pretează deci la acţionări reversibile de putere redusă (cca. 4 kW la alimentarea de la generator, respectiv 11 kW, şi mai mult, de la amplidină), cu gamă largă de reglare a vitezei şi precizie bună.

Gama de reglare este limitată de obicei prin abaterea tranzitorie admisă la şocuri de sarcină, iar la reglări cu sarcină constantă, prin deriva preamplificatorului.

c) Suprapunînd schemei de reglare a vitezei din fig. 10 un circuit de reglare a poziţiei motorului de c.c., se obţine servomecanismul de poziţie din fig. 12 şi 13.

Dat fiind că circuitul de reglare a poziţiei conţine un element integral (trecerea de la

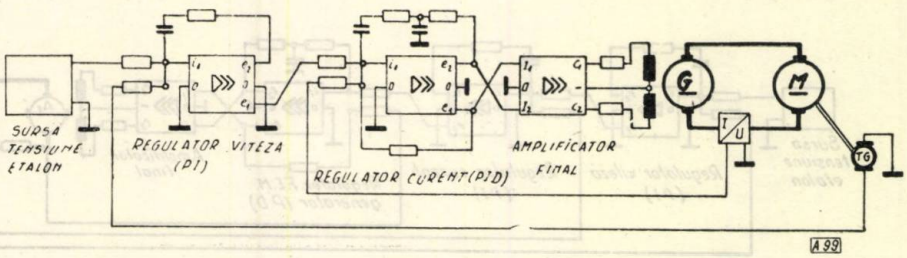


Fig. 10. Reglarea în cascadă a vitezei şi curentului la un grup generator-motor.

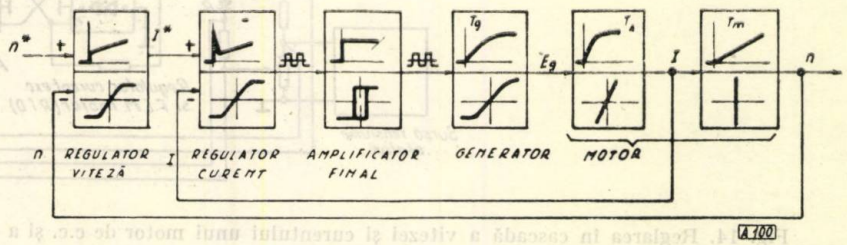


Fig. 11. Schema bloc a sistemului de reglare din fig. 10.

viteză la poziție) și nu conține elemente inerțiale importante, regulatorul de poziție poate fi de tip *P*. Pentru a obține un răspuns mai rapid la semnale mari, s-a prevăzut un circuit de limitare prin redresor a reacției negative rigide pe preamplificatorul respectiv, încît caracteristica regulatorului este neliniară.

Pentru ca efectul de compensare al regulatoarelor să se poată exercita, este necesar ca tensiunea excitatricei să poată depăși de 5—10 ori [12] tensiunea nominală a excitației generatorului.

În această schemă se reglează în plus f.e.m. a generatorului prin curentul său de excitație.

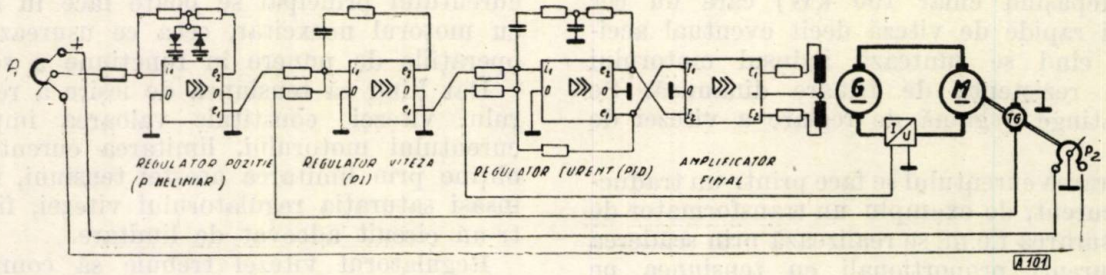


Fig. 12. Reglarea în cascadă a poziției, vitezei și curentului unui motor de c.c.

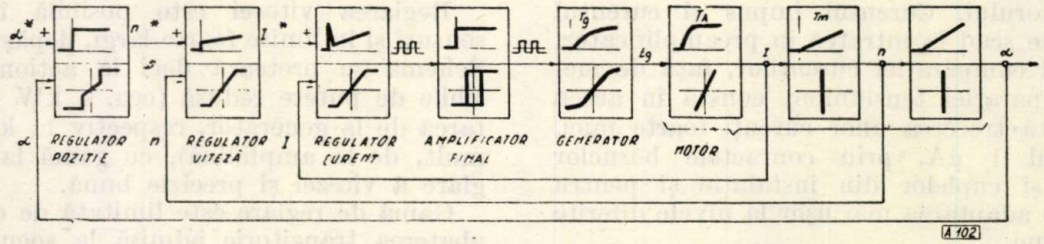


Fig. 13. Schema bloc a sistemului de reglare din fig. 12.

Limitarea vitezei motorului la valoarea sa nominală se obține prin limitarea tensiunii de ieșire a regulatorului poziției.

Aceasta constituie o măsură de protecție a motorului, datorită limitării tensiunii sale prin limitarea tensiunii regulatorului curentului,

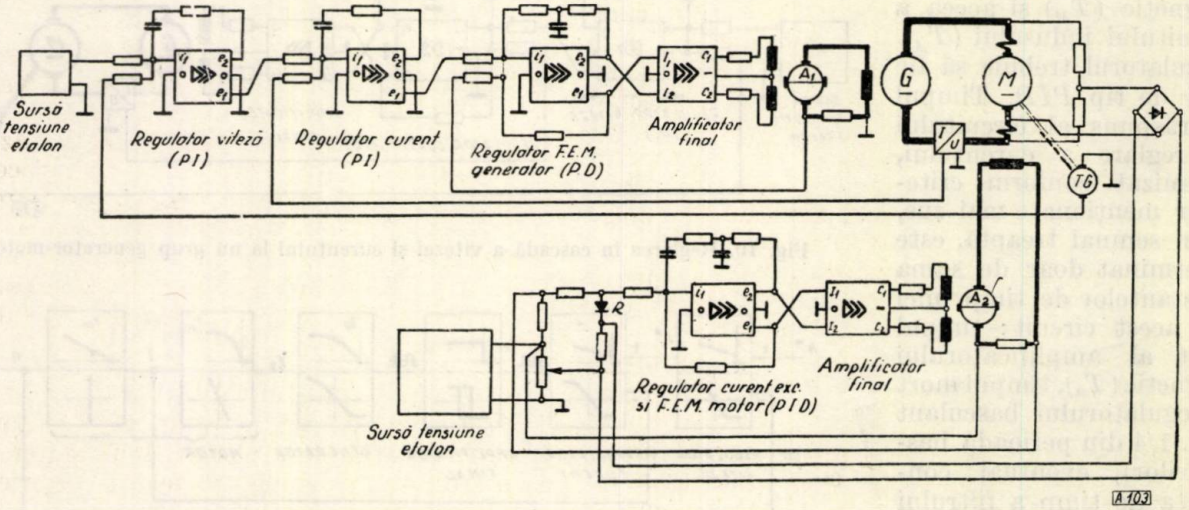


Fig. 14. Reglarea în cascadă a vitezei și curentului unui motor de c.c. și a f.e.m. a generatorului, cu reglarea f.e.m. a motorului prin dezexcitare la viteze care depășesc valoarea de bază.

d) La acționări de puteri mai mari, pînă la cca. 200 kW și mai mult, generatorul nu poate fi atacat direct de la amplificatorul final. Este necesară o excitatrice, eventual o amplidină, ca în fig. 14 și 15.

iar, pe de altă parte, duce la o fracționare suplimentară a obiectului reglat în elemente inerțiale.

Circuitul de reglare f.e.m. conține două constante de timp majore: constanta de timp a

circuitului transversal al amplidinei (T_q) şi a excitaţiei generatorului (T_g). Dat fiind că suma constantelor de timp mici, din acest circuit, este în general foarte mică, în comparaţie cu T_g, se poate lăsa aceasta din urmă această situaţie s-au înlocuit elementele de multiplicare prin elemente de însumare:

$$\Delta E_m = k_e \psi_0 \Delta n + k_e n_0 \Delta \psi \quad (3)$$

$$\Delta M = k_m \psi_0 \Delta I + k_m I_0 \Delta \psi \quad (4)$$

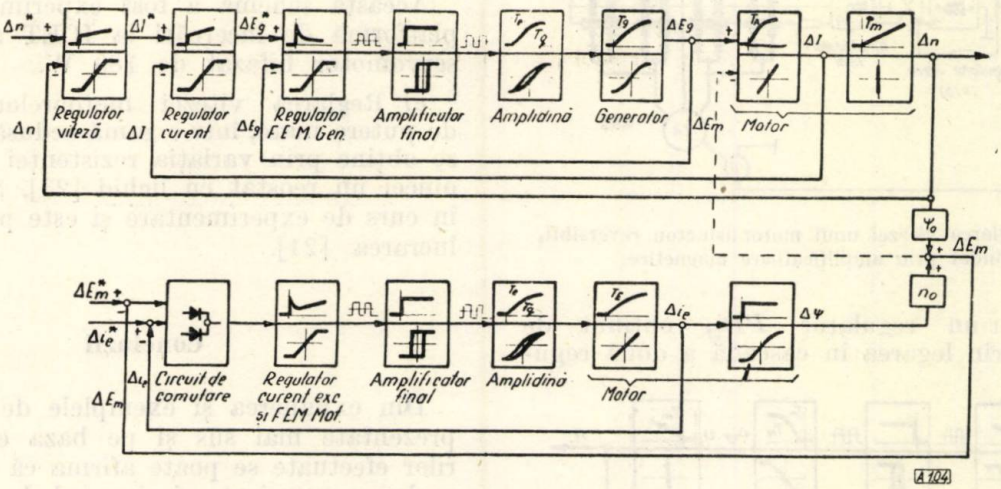


Fig. 15. Schema bloc simplificată a sistemului de reglare din fig. 14.

necompensată, fiind practic echivalentă cu un element integral. Rezultă un regulator de tip *PD*, care compensează constanta de timp T_q. Constanta de timp a înfăşurării de excitaţie a amplidinei (T_e) se reduce foarte mult prin rezistenţe adiţionale.

Regulatorul curentului motorului trebuie să compenseze doar constanta de timp a circuitului indusurilor şi va fi deci de tip *PI*.

Circuitul de reglare a vitezei nu se modifică faţă de exemplele anterioare. Aceste scheme au fost analizate amănunţit în [5].

Pentru a regla viteza motorului, deasupra vitezei de bază, prin diminuare de flux, motorul este excitat de la o amplidină sau un amplificator magnetic, comandat de un regulator al f.e.m. şi curentului de excitaţie ale motorului. La tensiuni mai mici decît cea nominală, deci la viteze sub cea de bază, curentul de excitaţie este reglat automat la valoarea nominală. Regulatorul *PID* compensează constanta de timp a circuitului transversal al amplidinei şi cea a înfăşurării de excitaţie a motorului.

În momentul în care f.e.m. a motorului depăşeşte valoarea impusă, redresorul R din fig. 14 se deschide, încît în continuare f.e.m. este reglată în circuit închis la valoarea nominală prin dezexcitarea motorului. Viteza motorului creşte, fără ca f.e.m. să crească, exclusiv prin dezexcitarea motorului. F.e.m. şi curentul de excitaţie se reglează convergent, deoarece sînt practic proporţionale.

Schema bloc din fig. 15 este dată pentru variaţii mici ale mărimilor în jurul unei situaţii staţionare, notată prin indicele 0. În şi s-a considerat situaţia de mers în gol $I_0 = 0$. Reacţia f.e.m. a motorului, reprezentată prin linie întreruptă, poate fi neglijată în calculele dinamice, ca şi în exemplele anterioare. În felul acesta, sistemul de reglare a vitezei pe calea indusului şi sistemul de reglare a f.e.m. a motorului pe calea excitaţiei se pot optimiza separat. Primul sistem intervine asupra celui de-al doilea prin acţiunea perturbatoare $k_e \psi_0 \Delta n$, care este însă lentă, deoarece la un curent principal dat viteza variază liniar, datorită elementului integral al motorului.

Schema se pretează acţionărilor de putere pînă la puteri de peste 200 kW, reversibile, cu reglarea vitezei în domeniul de max. 1 :50 sub viteza de bază şi cca. 1 :3 deasupra vitezei de bază. Se obţin procese de reversare rapide, necesare, de exemplu, la acţionarea mesei la raboteze etc.

Schema a fost experimentată pe o platformă de încercări [5] [6]. Rezultatele obţinute au corespuns calculelor. Studiul acestei scheme este în curs de publicare într-un articol separat.

2. Acţionări în c.a.

a) În fig. 16 şi 17 este reprezentată o schemă de reglare a vitezei unui motor asincron trifazat, reversibil, alimentat statoric prin amplificatoare magnetice [22].

În calcule trebuie să se ţină seama de puterea disipată la funcţionarea la viteza minimă şi să se prevadă, eventual, măsuri adecvate de ventilaţie. Schema se aplică la acţionări de putere redusă, pînă la 10 kW.

Compensarea constantei de timp a amplificatorului magnetic T_M şi a motorului asincron (T_m) necesită un regulator de tip *PID*.

Dacă se reglează poziţia şi nu viteza, rezultă un regulator de tip PD_2.

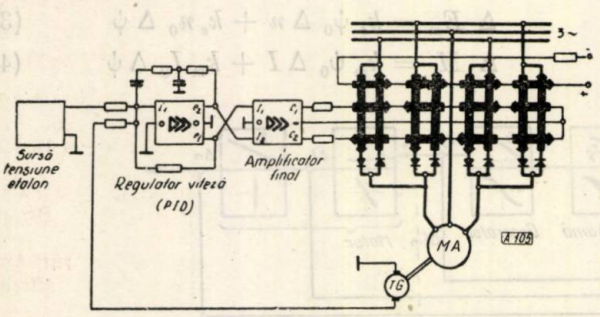


Fig. 16. Reglarea vitezei unui motor asincron reversibil, comandat prin amplificatoare magnetice.

b) Printr-un regulator PD_2, obţinut de exemplu prin legarea în cascadă a două regulatoare PD, se optimizează circuitul de reglare a unui servomecanism de poziţie, cu motor bifazat, alimentat de la un amplificator magnetic în contratimp (fig. 18 şi 19).

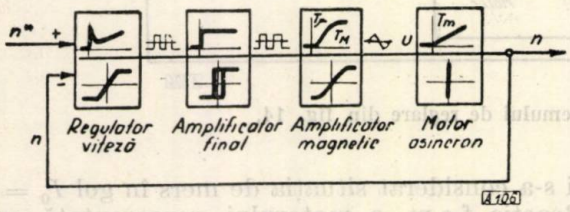


Fig. 17. Schema bloc a sistemului de reglare din fig. 16.

Se compensează constanta de timp a amplificatorului magnetic (T_M) şi a servomotorului (T_m). Din cauza prezenţei elementului integral de trecere de la viteză la poziţie, nu este necesar ca regulatorul să conţină şi el o componentă integrală.

Această schemă a fost experimentată la o platformă de încercări la ICET asupra unui servomotor bifazat de 180 W.

c) Reglarea vitezei motoarelor asincrone de putere mare, într-o gamă redusă (cca. 1 :2), se obţine prin variaţia rezistenţei rotorice, de obicei un reostat cu lichid [23]. Schema este în curs de experimentare şi este prezentată în lucrarea [24].

Concluzii

Din expunerea şi exemplele de scheme tip prezentate mai sus şi pe baza experimentărilor efectuate se poate afirma că blocurile de reglare preconizate şi sistemul de reglare propus permit o tipizare atît a elementelor cît şi a schemelor de automatizare. Condiţiile impuse iniţial sînt realizate.

O analiză tehnico-economică [6] a arătat că asimilarea blocurilor nu ridică probleme speciale, iar preţurile acestora vor fi relativ reduse; în consecinţă se justifică introducerea în fabricaţie a blocurilor de reglare prezentate, destinate automatizării acţionărilor electrice şi în general reglărilor în domeniul curenţilor tari.

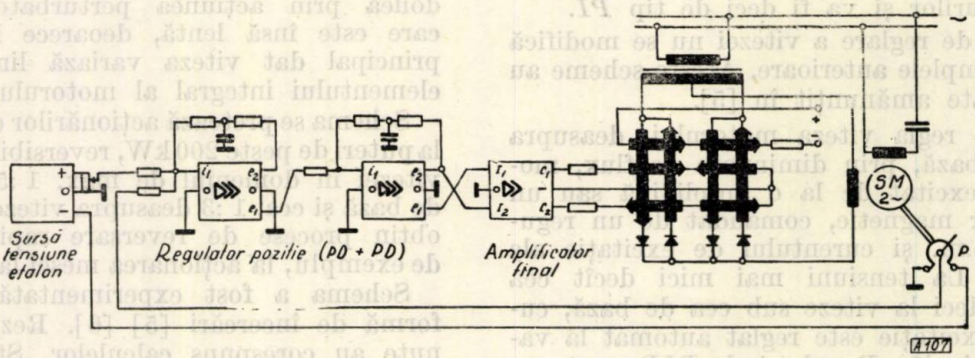


Fig. 18. Servomecanism de poziţie cu motor bifazat.

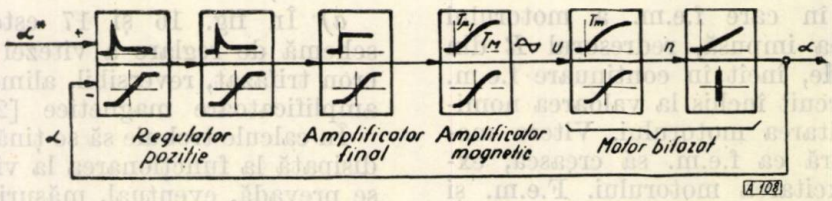


Fig. 19. Schema bloc a servomecanismului din fig. 18.

BIBLIOGRAFIE

[1] N. Costake, R. Valent: *Asimilarea elementelor de automatizare Et.* 1. Studiu tehnico-economic, I.I.S. „Automatica", septembrie 1960.

[2] S. Schächter, R. Valent, N. Costake: *Asimilarea elementelor de automatizare în R.P.R.* Automatica şi Electronica, nr. 1, 1961.

[3] D. Damsker, R. Fleischer, G. Weinrich, I. Landau, C. Brana, S. Anastasiu: *Blocuri de comandă şi reglare cu transistoare pentru acţionări electrice.* Studiu ICET, martie, 1960.

[4] D. Damsker, G. Weinrich, I. Landau, C. Brana: *Blocuri de* reglare *automată cu transistoare pentru acţionări electrice.* Probleme de automatizare III, 1961, Edit. Academiei R.P.R. Comunicare la sesiunea Comisiei de automatizare a Acad. R.P.R., oct., 1960.

[5] D. Damsker, G. Weinrich, I. Landau, C. Brana: *Acţionare reversibilă cu reglare optimală în cascadă a curentului şi turaţiei.* Probleme de automatizare III, 1961, Edit. Academiei R.P.R. Comunicare la sesiunea Comisiei de automatizare a Acad. R.P.R., oct., 1960.

[6] D. Damsker, G. Weinrich, I. Landau, C. Brana, R. Chiriac, M. Constantinescu: *Scheme de automatizare a acţionărilor electrice cu grup generator-motor.* Studiu ICET şi I.I.S. „Automatica", dec., 1960.

[7] D. Damsker, R. Fleischer, S. Anastasiu: *Circuite cu transistoare pentru comanda statică a acţionărilor electrice.* Automatica şi Electronica, nr. 1, 1961.

[8] V. A. Naidis: *Acţionarea electrică a avansurilor strungurilor grele.* Elektricestvo, nr. 1, 1959.

[9] Iu. I. Konev: *Amplificatoare cu semiconductoare pentru sisteme de urmărire.* I. A. Fedotov: *Aparate cu semiconductoare şi folosirea lor.* Sovetskoe Radio, vol. 3, 1958.

[10] A. A. Feldbaum: *Instalaţii de calcul în sistemele automate.* Fizmatghiz., 1959.

[11] C. Kessler, W. Meinhardt, I. Neuffer, G. Rube: *Die Gleichstrom Fördermaschine mit Siemens Transidyn-Regelung.* Regelungstechnik, nr. 9 1958.

[12] D. Ströle, H. Vogl: *Transidyn-Regelungen für Walzwerksantriebe.* Regelungstechnik, nr. 6, 1960.

[13] R. Zwicky: *Industrielle Regelungen.* Brown Boveri Nachrichten nr. 11—12, 1959.

[14] K. Stahl, M. Syrbe, H. Lisner, G. Hanke: *Grundlagen und Aufbau der BBC-Electronik.* Brown Boveri Nachrichten, nr. 5, 1960.

[15] H. G. Lott: *Transistoren im Vorverstärker für Amplidynen und magnetische Verstärker.* A.E.G. Mittlg. nr. 1—2, 1960.

[16] W. Fritzche: *Schalttransistoren zur kontinuierlichen Steuerung und Regelung von Leistungen.* A.E.G. Mittlg. nr. 1—2, 1960.

[17] C. Kessler: *Über die Vorausberechnung optimal abgestimmter Regelkreise.* Regelungstechnik nr. 12, 1954, nr. 1—2, 1955.

[18] C. Kessler: *Das Symmetrische Optimum.* Regelungstechnik nr. 11—12, 1958.

[19] C. Kessler: *Ein Beitrag zur Theorie mehrschleifiger Regelungen.* Regelungstechnik, nr. 8, 1960.

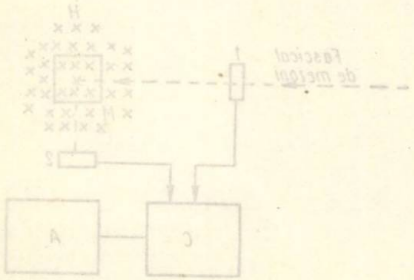
[20] D. Damsker, G. Weinrich, I. Landau: *Regulator electronic PID pentru acţionări electrice.* Automatica şi Electronica, nr. 2, 1961.

[21] C. Kessler: *Ein Transistor Zweipunktregler.* Regelungstechnik, nr. 1, 1958.

[22] W. Döll, E. Friebe: *Der Drehstrom-Asynchronmotor als Regelmotor.* Regelungstechnik, nr. 8, 1958.

[23] R. D. Lautenschlager, G. Corman: *Automatische Drehstrom-Fördermaschinen ihre Steuerung und Regelung.* BBC—Mittlg., nr. 9, 1959.

[24] D. Damsker, G. Weinrich, I. Landau, C. Brana: *Caracteristicile tehnice ale blocurilor de reglare cu transistoare pentru acţionări electrice.* Automatica şi Electronica, nr. 3, 1961.



ION RĂILEANU, NICOLAE VÎLCOV*

Convertor timp-amplitudine în domeniul 6.10^{-8}—8.10^{-2} secunde**

CZ 621.396 : 619.3

Infirmarea cunoscutei legi a conservării parităţii a deschis noi perspective în domeniul interacţiunilor slabe. Astfel, au căpătat o dezvoltare deosebită studiile asupra proprietăţilor mezonilor μ, studii bazate pe dezintegrarea β a acestora:

$$\mu^{\pm} \longrightarrow e^{\pm} + \nu + \tilde{\nu}$$

Durata de viaţă relativ mare a mezonilor μ, de ordinul a 2.10^{-6} s, permite studiul desfăşurării în timp a proceselor la care participă mezonii μ, folosind o tehnică experimentală destul de obişnuită.

După cum se ştie, mezonii μ au un moment cinetic propriu (spin) egal cu $\frac{1}{2}h$ şi îndreptat paralel (sau antiparalel) cu impulsul.

Măsurarea asimetriei în distribuţia unghiulară a pozitronilor sau electronilor emişi prin dezintegrarea mezonilor μ permite studierea depolarizării mezonilor μ în diverse substanţe.

Avînd spin, mezonii μ au şi un moment magnetic propriu. Dacă se plasează ţinta, în care se produce frînarea mezonilor μ, într-un cîmp magnetic H, momentul magnetic al mezonilor μ va executa o mişcare de precesie cu viteza unghiulară:

$$\omega = \frac{g\, e\, H}{2\, m_{\mu}\, c}$$

unde:

g — factorul giromagnetic al mezonului;

m_{μ} — masa de repaus a mezonului μ.

Măsurînd viteza unghiulară, se deduce astfel factorul giromagnetic al mezonului μ (obişnuit, se determină pe cale experimentală nu viteza unghiulară, ci perioada precesiei). Metoda se poate extinde şi în cazul măsurării factorilor giromagnetici ai atomilor, formînd din atomii respectivi nişte mezoatomi prin captură K [1].

Convertorul timp-amplitudine descris mai jos a fost construit în scopul măsurării factorilor giromagnetici ai atomilor, al căror nucleu are spin zero.

Principiul metodei se poate urmări pe fig. 1. La cele două intrări ale convertorului C se aplică semnalele de la contoarele *1* şi *2*, care înregistrează mezonii μ şi, respectiv, electronii proveniţi din dezintegrarea acestora. Ţinta M este plasată într-un cîmp magnetic H. În acest mod, îndată după captura mezonului μ în ţintă, mezoatomul format precesează în cîmpul H spinul său, rotindu-se în planul figurii. Contorul *2* înregistrează electronul emis la un unghiu φ, măsurat faţă de direcţia spinului în momentul emiterii electronului:

$$\varphi = \frac{\pi}{2} + \omega\, \Delta t$$

Δt reprezentînd intervalul de timp care separă momentul formării mezoatomului în ţintă de momentul emisiei electronului (cum durata de zbor a mezonilor μ între contorul *1* şi ţintă este neglijabilă, intervalul de timp care separă impulsurile de la ieşirile celor doi contori este egal cu Δt). Numărul de evenimente N (dezintegrări ale mezoatomilor formaţi în ţintă), corespunzător unui interval de timp Δt, exprimat ca funcţie de Δt, reproduce curba de precesie a mezoatomului în cîmpul magnetic H (obişnuit curba N (Δt) se normează faţă de curba de dezintegrare a mezoatomului). Fiecărui interval de timp Δt îi corespunde, la ieşirea convertorului, un impuls de amplitudine U, bine determinată, care este aplicat la intrarea analizorului multicanal A.

Fizica mezonilor μ reprezintă doar unul din domeniile de aplicaţie a convertoarelor timp-amplitudine, care sînt folosite pe scară largă,

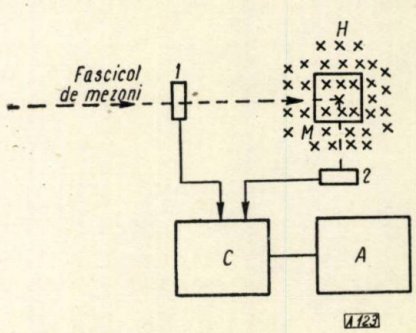


Fig. 1. Principiul metodei utilizate pentru măsurarea factorilor giromagnetici ai atomilor ale căror nuclee au spin zero:

C — convertor timp-amplitudine; *1*, *2* — contoare care înregistrează mezonii μ şi electronii proveniţi din dezintegrarea lor; M — ţintă; A — analizor multicanal.

de asemenea, în spectrometria de neutroni rapizi prin metoda timpului de zbor, în măsurătorile duratelor de viaţă ale substanţelor

* Ing. I. *Răileanu* este inginer principal la I.F.A. al Acad. R.P.R., iar. ing. *N. Vîlcov* este şe de laborator la I.F.A. al Acad. R.P.R.

** Lucrarea a fost efectuată la Institutul Unificat de Cercetări Nucleare de la Dubna (U.R.S.S).

radioactive, în domeniul $\tau \geqslant 10^{-7}$ s, în care metoda coincidenţelor întîrziate se poate aplica cu mai puţină eficacitate etc.

Tipuri de convertoare timp-amplitudine

După cum am arătat, convertorul timp-amplitudine trebuie să realizeze transformarea liniară a intervalului de timp Δt, care separă două fenomene într-o amplitudine U. Conversiunea timp-amplitudine se realizează în diverse moduri.

a) Semnalele se aplică pe cele două grile ale unui tub de amestec, în anoda căruia se află un circuit integrator [2].

În stare de repaus, tubul de amestec este închis pentru ambele grile de comandă, cu ajutorul unei negativări de 0,5—1 V.

Variaţia de tensiune la ieşirea circuitului integrator este proporţională cu intervalul de timp în care se suprapun cele două impulsuri de studiat.

b) Impulsul corespunzător evenimentului A declanşează, iar cel corespunzător evenimentului B blochează un oscilator sinusoidal, de frecvenţă bine determinată [3]. Se obţine, astfel, un tren de oscilaţii, care se transformă apoi într-un număr de impulsuri egal cu numărul de perioade cuprinse în trenul de oscilaţii. Aceste impulsuri se aplică prin intermediul unui numărător rapid la intrarea blocului de formare a adresei dintr-un analizor multicanal de amplitudine.

c) Ca element principal al transformării timp-amplitudine, se foloseşte tensiunea liniar crescătoare în timp, care se aplică în osciloscopele catodice pe plăcile de deflecţie orizontală, pentru a forma baza de timp de tip sincroscop [4,5]. Baza de timp este declanşată de către evenimentul A. Pentru a măsura intervalul de timp după care se produce evenimentul B, se formează un impuls, de amplitudine egală cu valoarea instantanee a bazei de timp, corespunzătoare momentului sosirii impulsului B.

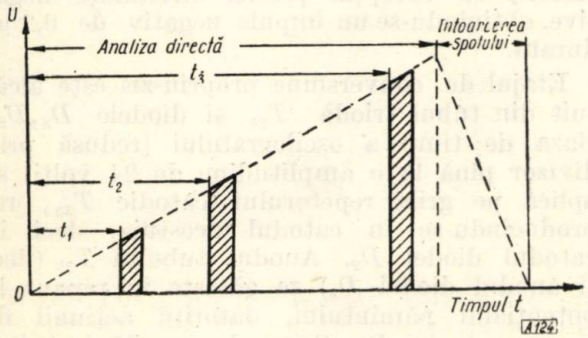


Fig. 2. Studierea simultană a mai multor fenomene pe aceeaşi bază de timp.

Cel de-al treilea tip de convertor prezintă o serie de avantaje :

1) Osciloscopele cu baza de timp de tip sincroscop reprezintă aparate de uz curent, întîlnite în majoritatea laboratoarelor.

2) Există posibilitatea de a controla vizual şi de a înregistra pe cale fotografică măsurătorile efectuate.

3) Bazele de timp ale osciloscopelor acoperă, obişnuit, o gamă întinsă de intervale de timp.

4) Folosind reglaje de amplificare şi discriminare se pot distribui toate canalele analizorului pe o porţiune a bazei de timp sau, dimpotrivă, o parte din canale pe întreaga bază de timp.

5) Pe o aceeaşi bază de timp se pot urmări simultan cîteva fenomene. De pildă, impulsul pîlcului de particule dintr-un sincrociclotron poate declanşa baza de timp, pe care se pot înregistra cîteva fenomene de dezintegrare (fig. 2) rezultate din procese diferite.

Toate aceste avantaje ne-au determinat să ne oprim în alegerea convertorului timp-amplitudine asupra celui de-al treilea tip. În convertoarele timp-amplitudine de acest tip se introduce adesea o întîrziere constantă pe canalul impulsului B, pe de o parte pentru a evita folosirea porţiunii neliniare de la începutul bazei de timp, şi, pe de altă parte, pentru a preveni efectele produse de întîrzierea declanşării bazei de timp. În acest caz, unul din primele canale ale analizorului (dacă întîrzierea nu este prea mare) va corespunde momentului „zero", faţă de care se măsoară intervalele de timp. Întîrzierea se poate introduce şi pe canalul impulsului A, în cazul cînd fenomenul secundar B se produce mult mai rar decît fenomenul primar A şi, pentru a evita bazele de timp „albe", declanşarea bazei de timp este provocată de către fenomenul rar. Evident, în asemenea cazuri timpul creşte în sens invers faţă de numărul de ordine al canalelor analizorului de amplitudine.

Schema de principiu

Aşa cum s-a arătat, unul din cele două impulsuri care definesc intervalul de timp ce trebuie măsurat declanşează baza de timp, iar celălalt impuls, plasat undeva pe baza de timp, este analizat. Pentru a putea măsura intervalele de timp reduse, cu baze de timp rapide, impulsul de analizat în timp trebuie să fie suficient de îngust (în schema noastră, durata impulsului este de 2.10^{-7} s, ceea ce reprezintă 20% din cea mai rapidă bază de timp a osciloscopului cu care am lucrat — ИО—4). Pe de altă parte, analizorul de amplitudine multicanal necesită la intrarea sa

impulsuri de durate mult mai mari. De aceea, impulsul de analizat în amplitudine este lungit după o prealabilă formare pînă la 1 μs.

După fiecare impuls de analizat se introduce un timp mort tot de ordinul 1 μs, pentru a evita suprapunerea impulsurilor, pe durata mort al convertorului. Impulsul dat de multivibratorul monostabil deschide tubul T_{2a}, care în mod normal este tăiat, avînd aplicată pe grilă căderea de tensiune de la bornele rezistenţei anodice a tubului T_{1b}. În anodul tubului T_{2a} este montată o inductanţă de 37

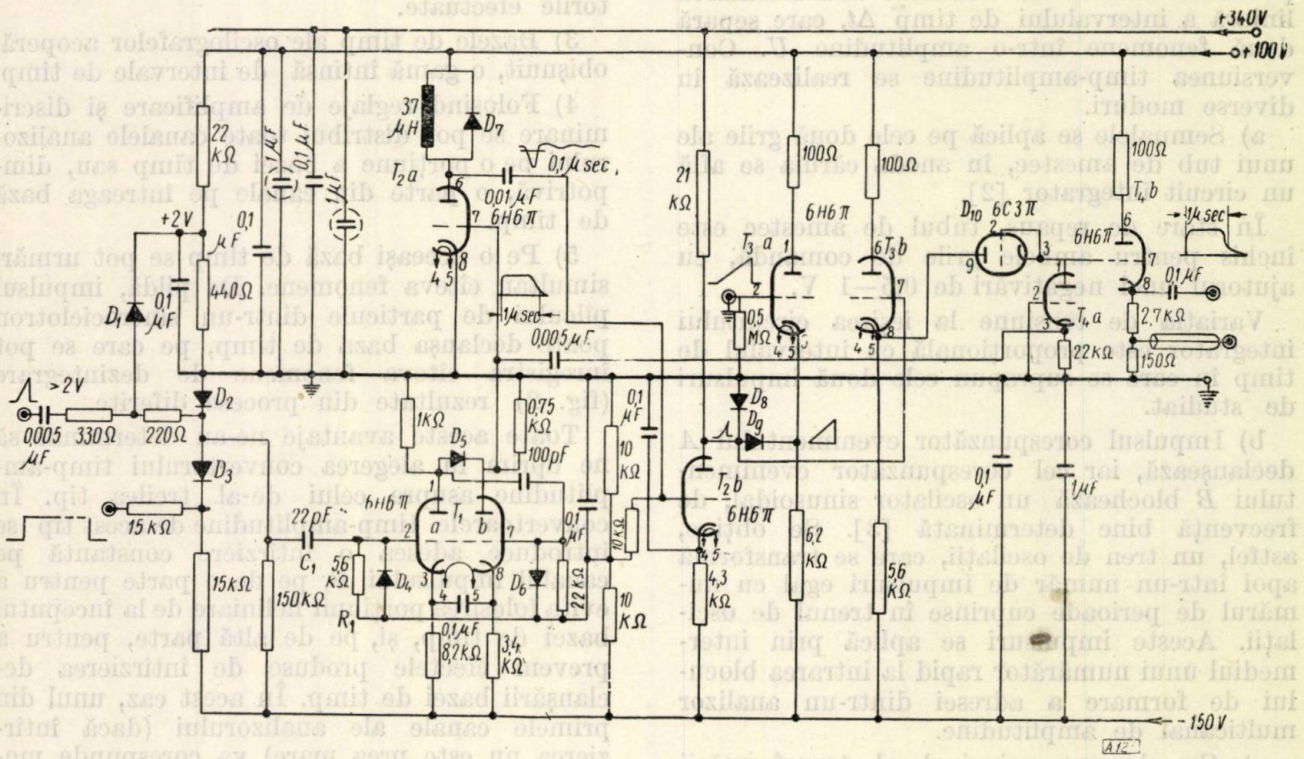


Fig. 3. Schema de principiu a convertorului timp-amplitudine.

de sensibilitate a analizorului. Schema de principiu a convertorului este arătată în fig. 3.

În cazul bazelor de timp rapide, durata desfăşurării şi durata întoarcerii spotului sînt de acelaşi ordin de mărime, şi trebuie folosit un circuit poartă, care să permită trecerea impulsului de analizat numai pe durata desfăşurării bazei de timp.

Pentru deschiderea porţii se foloseşte impulsul de aprindere a spotului din tubul catodic al osciloscopului. Impulsurile de analizat pozitive, de amplitudine mai mare decît 2 volţi, sînt limitate cu ajutorul diodei* D_1 (limitarea este necesară pentru micşorarea dispersiei în timp) şi trecute prin poarta în care lucrează diodele D_2 şi D_3. După aceea, impulsurile sînt diferenţiate de către circuitul $R_1 - C_1$, iar D_4 taie alternanţele negative ale impulsurilor. Impulsurile rezultate declanşează un multivibrator monostabil realizat cu dubla triodă 6H6π (tubul T_1), care dă la ieşire un impuls pozitiv cu un front de 6.10^{-8} s şi o durată de 1 μs, aceasta din urmă determinînd timpul μH, care formează împreună cu capacitatea parazită totală dintre anod şi masă un circuit oscilant, excitat prin şoc, la stabilirea curentului anodic prin T_{2a}. Dioda D_7 amortizează toate oscilaţiile ce s-ar putea produce în acest circuit, cu excepţia primei alternanţe negative, obţinîndu-se un impuls negativ de 0,2 μs durată.

Etajul de conversiune propriu-zis este alcătuit din tubul triodă T_{2b} şi diodele D_8,D_9. Baza de timp a osciloscopului (redusă prin divizor pînă la o amplitudine de 24 volţi) se aplică pe grila repetorului catodic T_{3a}, reproducîndu-se în catodul acestuia, deci în catodul diodei D_9. Anodul tubului T_{2b} (deci şi anodul diodei D_9) se găseşte în repaus la potenţialul pămîntului, datorită acţiunii de fixare a diodei D_8. Primind pe grilă impulsul negativ de 0,2 μs durată, tubul T_{2b} este tăiat şi anodul său creşte către + 340 V. În momentul în care tensiunea anodică în creştere devine egală cu valoarea instantanee a tensiunii bazei de timp, corespunzătoare intervalului de timp după care apare impulsul de analizat faţă de declanşarea bazei de timp,

* Toate diodele din schemă sînt de tipul *D2B*.

dioda D_9 începe să conducă şi impulsul din anodul tubului T_{2b} se limitează. Se obţine astfel un impuls a cărui amplitudine depinde de momentul sosirii sale după aceeaşi lege după care se produce variaţia în timp a tensiunii bazei de timp.

Întrucît pentru funcţionarea normală a repetorului catodic T_{3a} catodul acestuia trebuie să fie la o tensiune de 2—3 V faţă de masă, intervalului de timp egal cu zero îi corespunde

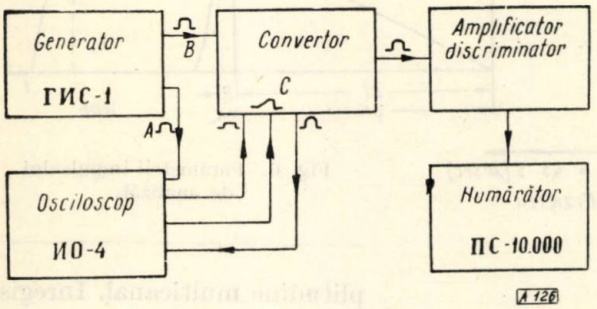


Fig. 4. Schema bloc pentru verificarea liniarităţii convertorului.

un impuls de 2—3 V amplitudine, creîndu-se un aşa-zis piedestal, care nu este prea supărător, putînd fi tăiat la intrarea analizorului. Impulsul de analizat se aplică, prin repetorul catodic T_{3b}, la intrarea circuitului de alungire format din dioda D_{10}, capacitatea parazită totală de la intrarea tubului T_{4b} şi trioda T_{4a}. Deschiderea tubului este controlată de impulsul de la ieşirea multivibratorului monostabil, realizîndu-se astfel, în final, o durată a impulsului de circa 1 μs. Etajul de ieşire al convertorului, funcţionînd cu tubul T_{4b} în montaj de repetor catodic, asigură impulsuri, fie în gama 0 —20 V, direct din catodul repetorului (pe impedanţe relativ mari), fie în gama 0—1 V, pentru lucrul pe cablu de 150 Ω, acelaşi impuls trimiţîndu-se şi la intrarea amplificatorului pe verticală a osciloscopului, pentru controlul funcţionării convertorului.

Încercări experimentale

Pentru verificarea liniarităţii convertorului s-a folosit schema bloc din fig. 4. Generatorul ГИС —1 trimite periodic perechi de impulsuri, întîrzierea între cele două impulsuri fiind reglabilă. Primul impuls simulează fenomenul A şi declanşează baza de timp a osciloscopului, cel de-al doilea simulează fenomenul B şi trebuie analizat în timp. Pentru o întîrziere bine determinată, care se citeşte cu ajutorul calibrării interne a generatorului, se măsoară valoarea tensiunii de prag a discriminatorului, pentru care numărătorul încetează să mai înregistreze impulsuri. Dependenţa tensiunii de prag de întîrzierea între impulsuri reprezintă caracteristica de conversiune timp-amplitudine. A rezultat astfel că, pentru toate cele 6 game care ne interesează : 1—3—5—10—15—50 μs, neliniaritatea convertorului nu depăşeşte 6—7% pe toată baza de timp. Urmărind caracteristicile de conversiune din fig. 5, se observă că porţiunile centrale ale acestora asigură o liniaritate mult mai bună. Ţinînd seamă că la acest tip de convertor „momentul de zero" poate fi ales arbitrar pe caracteristică şi întrucît în experienţele cu mezoni μ este necesară analizarea unui interval de timp egal cu (2—3) τ, se poate alege pe baza de timp de 15 μs intervalul liniar (în limite de 1%) între 3—10 μs.

Pentru a ne asigura că liniaritatea obţinută nu este afectată de imprecizia calibrării interne a generatorului, am verificat liniaritatea convertorului timp-amplitudine şi pe o altă cale, aplicînd la intrarea B impulsurile de la ieşirea unui contor cu scintilaţie şi declanşînd baza de timp în mod periodic, de la un generator de impulsuri. Întrucît intervalele de timp, pentru care se face analiza la fiecare declanşare a bazei de timp, sînt foarte mici faţă de timpul de înjumătăţire a sursei radioactive din ^{60}Co folosite, numărul mediu de impulsuri care intră într-un anumit interval de timp este proporţional cu lăţimea intervalului. În consecinţă, dependenţa vitezei de numărare de pragul discriminatorului trebuie să fie, pentru un convertor ideal, liniară, evident în limitele fluctuaţiilor statistice. Caracteristicile de conversiune astfel determinate au reieşit în bună concordanţă cu cele din fig. 5.

Un alt parametru important îl constituie precizia cu care se măsoară intervalele de timp. Datorită faptului că în circuitul de alungire dioda D_{10} lucrează ca detector de vîrf, intervalul de timp „măsurat" $\Delta t'$ diferă de intervalul de timp „real" Δt cu eroarea ε (fig. 6). Eroarea depinde de valoarea intervalului de timp măsurat şi de parametrii impulsului de analizat. În cazul nostru, impulsul de analizat în timp avînd o durată a frontului de 6.10^{-8} s, şi o durată totală de 2.10^{-7} s, eroarea variază între 2.10^{-7} s (impulsul soseşte la începutul bazei de timp) şi $1{,}4.10^{-7}$ s (impulsul soseşte la sfîrşitul bazei de timp), ceea ce duce la o imprecizie relativă de 6.10^{-8} s. Precizia se îmbunătăţeşte simţitor în cazul cînd se foloseşte pentru analiză numai o porţiune a bazei de timp (de pildă, dacă din baza de timp de 15 μs este folosită numai porţiunea liniară de la 3—10 μs, imprecizia scade la 3.10^{-8} s).

În afara liniarităţii şi preciziei, calitatea unui convertor timp-amplitudine este determinată şi de stabilitatea în timp a funcţionării acestuia. Pentru verificarea stabilităţii

funcţionării convertorului s-a folosit pentru obţinerea întîrzierii între impulsuri o linie artificială de întîrziere de 4 μs, la ieşirea convertorului timp-amplitudine montîndu-se un analizor de amplitudine multicanal. Înregistrarea de impulsuri în alte canale decît cel corespunzător întîrzierii de 4 μs constituie o indicaţie că sistemul nu funcţionează stabil. Cele 128 canale ale analizorului au fost distribuite pe intervalul de timp 3—10 μs din baza de timp de 15 μs şi s-au efectuat măsurători din 30′ în 30′, timp de 8 ore. Din histograma obţinută rezultă că 76% din numărul total de impulsuri înregistrate sînt distribuite între două canale, rezultînd o eroare standard de 0,6 canale, ceea ce reprezintă o „alunecare" mai mică de 1%.

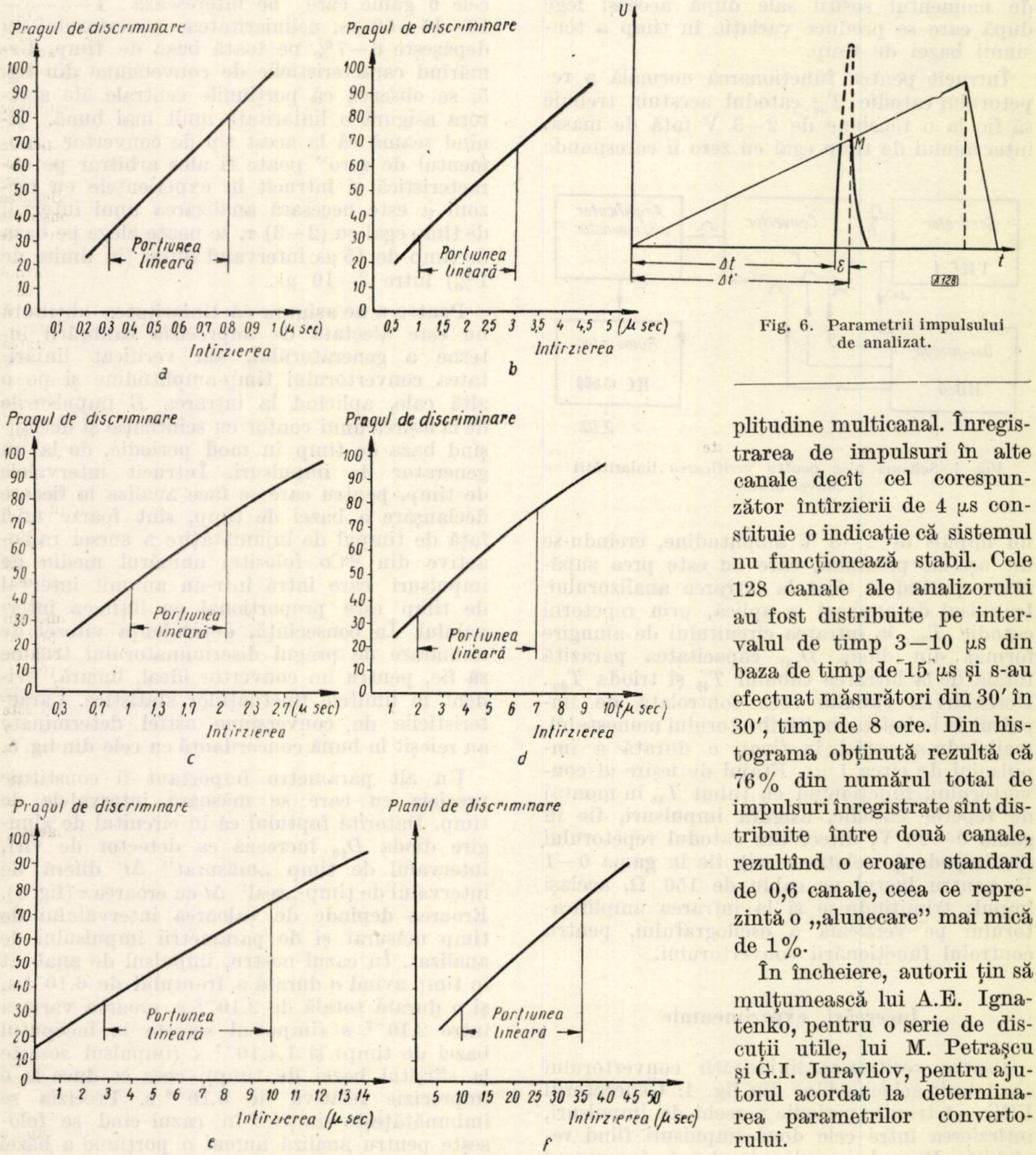


Fig. 5. Caracteristicile de conversiune ale convertorului.

Fig. 6. Parametrii impulsului de analizat.

În încheiere, autorii ţin să mulţumească lui A.E. Ignatenko, pentru o serie de discuţii utile, lui M. Petraşcu şi G.I. Juravliov, pentru ajutorul acordat la determinarea parametrilor convertorului.

BIBLIOGRAFIE

[1] A. E. Ignatenko, L. Egorov, B. Halupa, D. Ciultem: J.E.T.F., vol. **35**, nr. 5, 1131, 1958.
[2] G. C., Neilson, D. B. James: Rev. Sci. Instr., vol. **26**, nr. 11, 1018, 1955.
[3] R. Swanson, A. Lundby, V. Telegdi, D. Iovanovitch: Phys. Rev. Lett., vol. **2**, nr. 10, 430, 1959.
[4] J. V. Kane: Rev. Sci. Instr., vol. **30**, nr. 5, 374, 1959.
[5] J. Fischer, A. Lundby: Rev. Sci. Instr., vol. **31**, nr. 1, 10, 1960.

RECENZII

C. PENESCU. **Automatica şi telemecanica sistemelor energetice,** vol. II, 574 pag., Editura Academiei R.P.R.

În acest volum se studiază automatizările în circuit deschis care se întîlnesc în sistemele energetice.

După capitolul X (7 pag.) introductiv, cuprinzînd consideraţii asupra aplicării comenzii automate în sistemele energetice, se abordează în prima parte importantă a acestui volum, şi anume în capitolul XI „Pornirea automată a motoarelor electrice şi a compensatoarelor sincrone" (166 pag.). Se tratează mai întîi în 100 pag., într-o expunere clară şi precisă, pornirea motoarelor asincrone şi de curent continuu. Subcapitolul „Pornirea automată a compensatoarelor sincrone" (53 pag.) cuprinde un studiu critic al diferitelor metode de pornire, expunerea şi comentarea schemelor utilizate în practică. Semnalăm în acest capitol în special partea care se referă la determinarea parametrilor elementelor de pornire a compensatorului sincron.

Capitolul XII (172 pag.) cuprinde sincronizarea automată a generatoarelor sincrone. Se studiază în acest capitol cuplarea la bare a unui generator sincron excitat (28 pag.), metodele de sincronizare automată, sincronizarea automată precisă (74 pag.), regulatoarele de sincronizare (24 pag.), precum şi sincronizarea automată aproximativă (41 pag.). Tratarea acestor probleme dificile este deosebit de valoroasă şi cuprinde în expunerea autosincronizării automate şi contribuţii originale ale autorului.

Cu capitolul XIII „Anclanşarea automată a alimentării de rezervă AAR" (104 pag.) se intră mai adînc în problemele de automatizare caracteristice sistemelor energetice. Se analizează la începutul capitolului condiţiile de alimentare cu energie electrică a diferitelor categorii de consumatori precum şi justificarea economică a investiţiilor suplimentare care rezultă din prevederea unei alimentări de rezervă (13 pag.). Indicaţiile statistice date de autor asupra acestei eficienţe sînt foarte sumare. Deşi avantajele introducerii AAR par a fi mai ales de natură calitativă şi afectează în primul rînd producţia proprie a consumatorilor de energie electrică considerăm că această parte ar fi justificat o dezvoltare mai mare. Condiţiile unei funcţionări corecte şi caracteristicile principale ale schemelor AAR (69 pag.) formează partea cea mai importantă a acestui capitol şi una din cele mai remarcabile ale întregului volum. Modul de funcţionare a AAR, stabilirea condiţiilor unei funcţionări corecte, studiul autopornirii motoarelor electrice, exemplele de calcul, reglările unei scheme AAR vor constitui desigur o expunere de bază a acestor probleme în literatura noastră tehnică. Trebuie să semnalăm de asemenea şi contribuţiile originale ale autorului la metodele expuse în această parte. Capitolul se încheie cu descrierea amănunţită a unor scheme AAR (22 pag.).

Capitolul XIV (115 pag.) care încheie volumul cuprinde reanclanşarea automată pe liniile de energie RAR. Se studiază la început avantajele utilizării RAR şi clasificarea metodelor de realizare. Concluziile sînt bazate pe date statistice comentate în mod amănunţit. Se examinează coordonarea funcţionării protecţiei prin relee cu funcţionarea RAR. Partea cea mai dezvoltată a acestui capitol o constituie descrierea schemelor RAR (97 pag.), în care se dau date practice în legătură cu constituirea acestor scheme.

Volumul se termină cu o bogată bibliografie cuprinzînd principalele lucrări în acest domeniu apărute pînă în 1958.

Expunerea problemelor este completă, clară, concisă şi bine documentată, caracteristici care au fost remarcate de altfel şi în diferitele recenzii ale primului volum. Activitatea practică bine cunoscută a autorului a avut ca rezultat ca în tratarea acestor automatizări să se utilizeze în măsura necesară şi deci fără exagerări consideraţiile teoretice. Sînt de făcut şi unele observaţii critice, şi anume: studiul pornirii automate a motoarelor electrice ocupă un spaţiu prea mare, greu de justificat în tematica generală a lucrării, şi credem că o referire la lucrările excelente publicate în literatura noastră tehnică ar fi fost suficientă; de asemenea s-ar fi putut reduce fără inconveniente descrierea amănunţită a unor scheme şi dispozitive utilizate în practică.

În ansamblu, considerăm această lucrare — ca de altfel şi primul volum — un succes al autorului şi al literaturii noastre tehnice. Lucrarea este comparabilă cu cele mai reuşite expuneri ale automatizărilor energetice din literatura tehnică mondială şi desigur că va avea printre tehnicienii noştri şi cei străini aceeaşi primire de prestigiu ca şi primul volum. Dacă ţinem seamă de dezvoltarea considerabilă pe care o va avea sistemul energetic din ţară în perioada 1961—1965 şi de introducerea pe scară crescîndă în acest domeniu a automatizării şi telemecanicii, apariţia acestei lucrări este foarte oportună. Este de dorit şi o apariţie neîntîrziată a volumului III, consacrat problemelor de telemecanică în sistemul energetic.

În sfîrşit, trebuie felicitată Editura Academiei R.P.R. pentru condiţiile grafice în care a editat această lucrare.

Ing. I. Papadache

CRONICĂ

Expoziţia cehoslovacă de aparate pentru automatică şi electronică

Întreprinderea de comerţ exterior KOVO din Praga a organizat în Bucureşti, între 11 şi 23 mai 1961, o expoziţie de aparate de măsură şi control pentru automatică — produse ale uzinei de automatizare industrială ZPA din Praga şi de aparate de măsură pentru electronică produse ale întreprinderii TESLA din Brno.

Aparatele expuse din categoria automatică pot fi grupate în:

a) aparate pentru „mica automatizare";
b) aparate electrice de măsură şi control (reglare);
c) aparate pneumatice de măsură şi control (reglare).

În grupa aparatelor pentru mica automatizare intră aparatele cu ajutorul cărora se pot realiza reglări simple în două puncte (poziţii) sau semnalizări ale diferitelor mărimi fizice, de exemplu: temperatura, presiunea, diferenţe de presiune. În această categorie au fost expuse termostate cu tub capilar, termostate cu acţiune rapidă pentru reglarea temperaturii încăperilor, un regulator magnetic lucrînd în combinaţie cu o termorezistenţă pentru reglarea încălzirii preselor, diferite ventile cu solenoid pentru închiderea rapidă a conductelor de apă, gaz sau aer. Ventilele cu solenoid sînt alimentate la 220 V —50Hz, au deschideri nominale cuprinse între 2,5—32 mm şi lucrează la presiuni de 1—10 at.

În grupa aparatelor de măsură şi control destinate instalaţiilor de reglare cu comandă continuă au fost expuse diferite regulatoare de tip PI şi PID.

S-a remarcat un regulator de dimensiuni reduse 192 × ×240 mm, care se pretează la montajul pe un panou de comandă. Acest aparat mai poate fi utilizat ca înregistrator liniar, cu antrenare prin motor sincron la 220 V—50 Hz sau cu mecanism de ceasornicărie. Precizia aparatului de înregis-

trare este de ±1 % din întregul interval de lucru. Insensibilitatea este de ±0,5 % din interval, iar lăţimea benzii de înregistrare 120 mm. Cerneala necesară înregistrării trebuie împrospătată abia după 2—3 săptămîni.

La regulatoarele pneumatice PI, gama de proporţionalitate este de 2—170 % şi constanta de timp integrală 0,1—20 min; insensibilitatea este de ±0,1 % din gama de 0,2—1 at.

La instalaţiile automatizate cu constante de timp mari este necesar ca regulatorul să furnizeze şi o componentă diferenţială (D) în mărimea de conducere dată de acesta, cu ajutorul căreia se compensează efectele constantelor de timp mari. În acest scop, se adaugă la regulator un element PD, cu o gamă de proporţionalitate de 100 % şi o constantă de timp diferenţial reglabilă. Insensibilitatea acestui element este de 0,2 % din gama semnalului de intrare.

Regulatorul foloseşte un traductor (element de măsură) care transformă mărimea reglată (măsurată) într-o presiune cuprinsă în gama 0,2—1 at. Se construiesc traductoare cu tub burdon pentru măsurarea presiunilor pînă la 400 at; de asemenea pentru alte mărimi fizice (temperaturi, niveluri).

În legătură cu regulatoarele pneumatice, trebuie menţionate ventilele de reglare cu membrană şi elementele de execuţie (servomotoarele) cu membrană. Ventilele cu membrană se construiesc pentru curse de 10—200 mm şi presiuni nominale de 16—40 at. Cînd forţele sau momentele cerute la ieşirea elementului de execuţie sînt mari se folosesc servomotoare cu piston; cu acestea se pot obţine momente pînă la 85 kgm.

În categoria aparatelor electrice, au fost expuse între altele noi aparate de înregistrare. Demn de menţionat este aparatul cu înregistrare prin puncte, de dimensiuni reduse 192 × 240 mm; la acelaşi aparat se pot aduce valorile măsurate în 6 puncte de măsură diferite. Aparatul este de tipul cu bobine încrucişate şi poate fi legat la termometre cu rezistenţă (termorezistenţă); pentru amplificarea semnalelor ce trebuie înregistrate este prevăzut un amplificator electronic cu două tuburi EL83 şi un tub ECC85.

Un element binevenit pentru instalaţiile de reglare automată a proceselor în medii cu pericol de explozie este motorul de execuţie tip Mo 20 kgm Ex, cu mişcare rotativă, protejat contra exploziilor; de asemenea, este ventilul electromagnetic cu aceeaşi protecţie.

Motorul Mo 20 kgm Ex se foloseşte mai cu seamă acolo unde se cere o închidere rapidă şi etanşă a vanelor în medii explozive. Ventilul electromagnetic cu protecţie poate fi utilizat pentru comanda debitelor mediilor gazoase sau lichide, cu presiuni pînă la 8 at, temperaturi pînă la 50°C, viscozitate asemănătoare cu a apei şi la temperaturi ale mediului ambiant pînă la 35°C în medii explozive de categoriile 1 şi 2, clasa „M" (Metan) după normele cehoslovace CSN 24—1 490.

Au fost expuse de asemenea tipuri noi de regulatoare cu transistoare sau magnetice, destinate reglării de temperatură cu măsurarea temperaturii prin termorezistenţe.

Regulatorul OZ (de tipul tot sau nimic) foloseşte un amplificator magnetic cu reacţie negativă, al cărui curent de ieşire comandă un releu auxiliar pentru acţionarea elementului de execuţie. Releul consumă 1A la 220 V, 50 Hz şi cos φ = 1.

Un aparat interesant este şi aparatul „Calom" pentru măsurarea consumului de căldură în instalaţiile de încălzire cu apă caldă a locuinţelor.

Alte aparate de măsură şi control utile pentru automatizările industriale, care s-au putut vedea în expoziţie, au fost:

— regulatorul pneumatic pentru diferenţe mari de presiune 08383, care face parte din grupa aparatelor de reglare pneumatică, funcţionînd cu o gamă de presiuni 0,7—3,5 at; este construit pentru o presiune maximă de 160 at şi poate fi folosit ca regulator proporţional de debit; aparatul este livrat pentru diferenţe de presiuni variind în gamele 0—0,65 pînă la 0—16 at;

— regulator pneumatic pentru diferenţe mici de presiune 08183, care face parte tot din grupa de aparate de reglare pneumatică de înaltă presiune, funcţionînd cu o gamă de presiuni 0,7—3,5 at; se poate folosi în exploatarea cazanelor la reglarea debitului de aer; se execută pentru diferite game de presiuni de la 0—60 mm pînă la 0—1 200 mm;

— regulatorul pneumatic de temperatură 08420, care face parte tot din grupa de aparate de reglare pneumatică de înaltă presiune, funcţionînd cu o gamă de presiuni 0,7—3,5 at; este destinat la reglarea temperaturii aerului primar, la reglarea temperaturii generatoarelor cu abur în mori; se livrează în diferite execuţii: Js 32, Jt 6 pînă la 120°C sau 180 °C, Js 32, Jt 40 pînă la 120°C;

— debitmetru flotant MIP 100/3, care este un indicator de debit cu contor pentru presiuni de funcţionare pînă la 100 kg/cm² şi presiune de diferenţă de 3 m; se foloseşte la măsurarea debitelor de abur, apă, aer sau gaze;

— debitmetru flotant MZP 100/3, care este un indicator de debit cu contor pentru aceleaşi aplicaţii ca precedentul;

— cîntarul inelar înregistrator de presiune înaltă, pentru presiunile de servici pînă la 40 kg/cm², care este folosit la înregistrarea şi indicarea debitelor de aer, gaze şi apă sau pentru măsurarea presiunilor sau a diferenţelor de presiune a aerului şi gazelor pînă la o presiune statică de 1 kg/cm²;

— cîntarul inelar înregistrator de presiune joasă, pentru măsurarea debitelor de aer sau gaze pînă la o presiune statică de 1 kg/cm² sau pentru măsurarea presiunii sau a diferenţei de presiune la aer şi gaze cu o presiune activă maximă de 200 mm.

În domeniul aparaturii de măsură electronice, expoziţia a oferit o gamă foarte variată de aparate necesare unui laborator de măsură în domeniul electronicii industriale sau al telecomunicaţiilor (radio sau televiziune).

Astfel, expoziţia a prezentat o gamă largă de aparate interesante şi de utilizare imediată, atît în aplicaţiile industriale ale automatizării cît şi într-un laborator de electronică (electronică industrială, radiodifuziune, televiziune sau fizică).

Expoziţia industrială franceză

Între 10 şi 20 mai 1961 s-a deschis la Bucureşti, în Pavilionul de expoziţii, expoziţia industrială franceză, cuprinzînd numeroase exponate din domeniile: construcţii de maşini, industrie uşoară, industria bunurilor de consum, industria electrotehnică, construcţii de aparate electronice, elemente de automatizare, transport auto, maşini agricole, instrumente medico-chirurgicale. Ea a trezit un viu interes în rîndurile tehnicienilor romîni.

În cele ce urmează se vor trece în revistă principalele exponate legate de automatizare.

Aparatura de automatizare a fost reprezentată de mai multe firme.

Principalul interes l-a constituit ansamblul de calcul prezentat de firma BULL, destinat prelucrării datelor din statistică şi contabilitate şi calculelor ştiinţifice. Informaţia este primită pe cartele perforate (300 cartele/minut) din magazine de 3 000 + 750 + 850 cartele. Calculatorul electronic digital transistorizat cu circuite imprimate permite efectuarea următoarelor calcule: adunare şi scădere (12 digiţi zecimali în 1 ms); împărţirea şi înmulţirea a 23 cifre în 6 ms, compararea numerelor, distribuţia constantelor şi a codurilor de lucru, memorarea rezultatelor, modificarea programului în funcţie de rezultate.

Memoria rapidă este cu ferite, memoria principală magnetică cu tambur (16 384 cuvinte de 12 cifre). Dispozitivele de ieşire cuprind o maşină de imprimat cu 80 sau 120 poziţii alfa numeric şi semne ortografice.

Programul firmei BULL cuprinde de asemenea un ansamblu de prelucrare a datelor mai mare (Gamma—60) ca şi o serie de maşini de calcul de capacitate mai mică destinate între-

prinderilor mici. Firma apreciază că prelucrarea electronică a datelor devine rentabilă într-o întreprindere care are mai mult de şapte funcţionari pentru contabilitate.

Ansamblurile Bull Gamma 300 şi Gamma 60 sînt maşini universale destinate calculelor statistice, contabile şi ştiinţifice. Ele au fost utilizate în proiectarea transatlanticului „France".

Firma SORICE a prezentat exponate ale diverselor firme de specialitate.

Au prezentat interes traductoarele digitale de debit cu turbină (în impulsuri numărate electronic) şi traductoarele radioactive de nivel şi de densitate. Ansamblul traductor de densitate radioactiv cuprinde o sursă radioactivă, cu captor şi cu aparat secundar înregistrator şi eventual regulator. Precizia atinsă este de 1%.

O serie de aparate de reglare pneumatice au fost prezentate în alte secţii. Este vorba de ventile pneumatice de diametre pînă la circa 2" cu posibilitate de comandă manuală în cazul căderii presiunii de aer şi de aparate secundare regulatoare şi înregistratoare cu diagramă circulară. De asemenea s-au expus regulatoare bipoziţionale cu program şi milivoltmetre regulatoare.

Ca notă generală nu s-a prezentat aparatură de automatizare franceză cu caracteristici deosebite, exponatele nepermiţînd formarea unui punct de vedere complet în această privinţă. Unele firme importante nu au fost de loc reprezentate. Ar fi de dorit să se iniţieze o expoziţie specială pentru automatizări, în care să fie reprezentate toate firmele franceze de aparatură de automatizare, care să expună aparatura cea mai modernă.

DOCUMENTARE

Lucrări romînești în domeniul automaticii şi electronicii publicate în perioada 1951—1960

A. CĂRŢI

1. *Iarca C. M.*: Tuburi electronice (Tuburi clasice şi principii de utilizare). Editura Institutului de Căi Ferate, Bucureşti, 1955.
2. *Vazaca Chr.*: Încălzirea prin inducţie în joasă şi înaltă frecvenţă. Editura Academiei R.P.R., Bucureşti, 1956.
3. *Petraşcu E.*: Tuburi electronice şi funcţiunile lor (2 vol.). Editura Tehnică, Bucureşti, 1956.
4. *Tănăsescu T.*: Manual de tuburi şi circuite electronice (3 vol.). Editura Academiei R.P.R., Bucureşti, 1955—1957.
5. *Nicolau Ed., Constantinescu I.*: Teoria informaţiei. Editura Tehnică, Bucureşti, 1958.
6. *Cartianu Gh.*: Modulaţia de frecvenţă. Editura Academiei R.P.R., Bucureşti, 1958.
7. *Tănăsescu T., Vazaca Chr., Berladschi M.*: Introducere în electronica industrială. Editura Tehnică, Bucureşti, 1959.
8. *Penescu C.*: Automatica şi telemecanica sistemelor energetice (2 vol.). Editura Academiei R.P.R., Bucureşti, 1959—1960.
9. *Moisil Gr.*: Teoria algebrică a mecanismelor automate. Editura Tehnică, Bucureşti, 1959.
10. *Moisil Gr.*: Scheme cu comandă directă cu contacte şi relee. Editura Academiei R.P.R., Bucureşti, 1959.
11. *Moisil Gr.*: Funcţionarea în mai mulţi timpi a schemelor cu relee ideale. Editura Academiei R.P.R., Bucureşti, 1960.
12. *Schächter S., Munteanu F.*: Aplicaţiile maşinilor electronice de calcul. Editura Tehnică, Bucureşti, 1960.

B. PUBLICAŢII

1. *Stoenescu N.*: Automatizarea electrică în construcţiile hidrotehnice. Electricitatea *2* (1951) nr. 9 (sept.), 32—34.
2. *Purica I.*: Reglajul automat al tensiunii pe generatori sincroni. Electricitatea *2* (1951) nr. 4 (apr.), 13—23.
3. *Şoneriu I.* şi *Damsker D.*: Contribuţii la studiul dinamicii mecanismelor antrenate de electromotor. Electricitatea *2* (1951) nr. 6 (iun.), 16—21.
4. *Stere R.*: Probleme ale modulaţiei în impulsuri. Electrotehnica *2* (1954) nr. 1 (ian.), 26—38.
5. *Ioanin Gh.*: Amplificator cu selectivitate variabilă şi amplificare constantă. Electrotehnica *3* (1955) nr. 1 (ian.), 20—23.
6. *Stere R., Birnbaum M.* şi *Leibovici I.*: Osciloscop catodic pentru studiul impulsurilor (sincroscop). Electrotehnica *4* (1956) nr. 11 (nov.), 502—507.
7. *Vazaca Chr.* şi *Ianculescu Gh. R.*: Principii fundamentale în proiectarea servomecanismelor (II). Electrotehnica *4* (1956) nr. 7.
8. *Herşcovici H.*: Aparat electronic pentru măsurări industriale de *p*H. Electrotehnica *4* (1956) nr. 6 (iun.), 277—280.
9. *Piriger R.*: O metodă pentru ridicarea caracteristicilor statice ale tuburilor electronice de putere. Electrotehnica *4* (1956) nr. 4 (apr.), 172—176.
10. *Pauker V.*: Calculul unui amplificator de impulsuri cu radiaţie negativă. Electrotehnica *4* (1956) nr. 3 (martie), 125—129.
11. *Herşcovici H.*: Unele probleme cu privire la utilizarea tubului electronic în măsurări electrometrice industriale. Electrotehnica *4* (1956) nr. 2 (febr.), 69—77.
12. *Moisil Gr. C.*: Întrebuinţarea logicilor trivalente în teoria mecanismelor automate. II — Ecuaţia caracteristică a unui releu polarizat. Comunicările Acad. R.P.R. *6* (1956) nr. 2, 231—234.
13. *Greniewski M.*: Întrebuinţarea logicilor trivalente în teoria mecanismelor automate. I — Realizarea prin circuite a funcţiilor fundamentale. Comunicările Acad. R.P.R. *6* (1956), nr. 2, 225—229.
14. *Moişil Gr. C.*: Întrebuinţarea logicilor trivalente în teoria mecanismelor automate. III — Scheme cu contacte reale. Comunicările Acad. R.P.R., 6 (1956) nr. 3, 385—386.
15. *Moisil Gr. C.*: Întrebuinţarea imaginarelor lui Galois în teoria mecanismelor automate. IV — O teorie trivalentă a releelor polarizate. V — Clasificarea evoluţiilor schemelor cu un releu. Comunicările Acad. R.P.R. *6* (1956) nr. 4, 505—508, 509—513.
16. *Moisil Gr. C.*: Întrebuinţarea imaginarelor lui Galois în teoria mecanismelor automate. IX — Clasificarea schemelor cu un buton şi un releu. Comunicările Acad. R.P.R. *6* (1956) nr. 9, 1055—1058.
17. *Sapira S.*: Elemente de calcul al amplificatoarelor magnetice. Electrotehnica *5* (1957) nr. 8 (aug.), 246—251.
18. *Vazaca Chr.*: Principii de simulare electronică a sistemelor automate. Automatica şi electronica *1* (1957) nr. 2 (martie—apr.), 45—55.
19. *Ioanin Gh.*: Aplicarea metodei tabelei în rezolvarea schemelor cu relee şi selectori. Automatica şi electronica *1* (1957) nr. 2 (martie—apr.), 55—61.
20. *Drăgănescu M.*: Capacităţi neliniare. Automatica şi electronica *1* (1957) nr. 2 (martie—apr.), 61—65.
21. *Birnbaum M.*: Amplificatori de bandă largă cu reacţie pozitivă. Automatica şi electronica *1* (1957) nr. 2 (martie—apr.), 66—71.

22. *Vazaca Chr.*: Consideraţii asupra alegerii frecvenţei şi puterii specifice la încălzirea prin inducţie cu flux longitudinal sau transversal. Automatica şi electronica *1* (1957) nr. 3 (mai—iun.), 103—112.

23. *Tănăsescu T.*: Despre aportul ciberneticii în ştiinţă. Automatica şi electronica *1* (1957) nr. 3 (mai—iun.), 93—95.

24. *Drăgănescu M.*: Generalizarea formulei lui Barkhausen la oscilatorii electronici. Automatica şi electronica *1* (1957) nr. 3 (mai—iun.), 112—115.

25. *Costake N. N.* şi *Ianculescu Gh. R.*: Unele aspecte ale comportării sistemelor de reglare complexe. Automatica şi electronica *1* (1957) nr. 4 (iul.—aug.), 141—146.

26. *Nicolau Ed.*: Corelatoare automate. Automatica şi electronica *1* (1957) nr. 4 (iul.—aug.), 154—158.

27. *Tănăsescu T.*: Impedanţe electronice prin circuite simetrice. Comunicările Acad. R.P.R. **7** (1957) nr. 5 (mai), 521—529.

28. *Marinescu M.* şi *Ianculescu Gh. R.*: Motorul sincron ca servomecanism cu comandă proporţională. Comunicările Acad. R.P.R. **7** (1957) nr. 6 (iun.), 590—597.

29. *Şarlea I. A.*: Analiza unui amplificator electronic alimentat în curent alternativ. Comunicările Academiei R.P.R. **7** (1957) nr. 12 (dec.) 1014—1021.

30. *Bernstein D.*: Asupra stabilităţii frecvenţei unui oscilator cu rezistenţă negativă. Automatica şi electronica *1* (1957) nr. 4 (iul.—aug.), 159—164.

31. *Penescu C. I.*: O metodă pentru simplificarea analizei sistemelor de reglare automată liniare şi continue. Automatica şi electronica *1* (1957) nr. 5 (sept.—oct.), 189—192.

32. *Damsker D.*: Fenomene neliniare în comportarea amplificatoarelor magnetice. Automatica şi electronica *1* (1957) nr. 5 (sept.—oct.), 192—200.

33. *Vazaca Chr.* şi *Ianculescu Gh. R.*: Simularea electronică a sistemelor automate. Automatica şi electronica *1* (1957) nr. 5 (sept.—oct.), 200—208.

34. *Popescu L.*: Reglarea automată a proceselor tehnologice în rafinăriile de petrol. Automatica şi electronica *1* (1957) nr. 6 (nov.—dec.), 244—249.

35. *Teodorescu D.*: Maşină electronică de echilibrat rotoare foarte mici. Electrotehnica *7* (1959) nr. 3 (mai), 87—90.

36. *Sinnreich H.* şi *Mircea A.*: Comportarea la semnal mic a transistoarelor cu joncţiuni în joasă frecvenţă. Telecomunicaţii *3* (1959) nr. 5 (sept.—oct.), 214—221.

37. *Cartianu Gh.* şi *Preda A.*: Generator de impulsuri de diferite forme de frecvenţe de repetiţie foarte joase (stimulator de senzaţii vizuale). Telecomunicaţii *3* (1959) nr. 3 (mai) 119—123.

38. *Ştefănescu S.*: Aplicaţii ale teoriei cuadripolilor în calculul circuitelor cu transistoare. Telecomunicaţii *3* (1959) nr. 5 (sept.—oct.), 204—213.

39. *Millea N.*: Detectorul de raport. Telecomunicaţii *3* (1959) nr. 6 (nov.—dec.), 262—268.

40. *Gheorghiu I. S.*: Cercetările în domeniul automatizărilor industriale în R.P.R. Automatica şi electronica *3* (1959) nr. 4 (iulie—august), 147—151.

41. *Moisil Gr. C.*: Dezvoltarea în R.P.R. a teoriei algebrice a schemelor cu contacte şi relee. Automatica şi electronica *3* (1959) nr. 4 (iulie—august), 152—160.

42. *Papadache I.*: Probleme în legătură cu dezvoltarea automatizărilor în R.P.R. Automatica şi electronica *3* (1959) nr. 4 (iul.—aug.), 160—164.

43. *Papadache I.* şi *Sapşa M.* Automatizarea cuptoarelor industriale. Automatica şi electronica *3* (1959) nr. 6 (nov.—dec.), 236—240; *4* (1960) nr. 1 (ian.—febr.), 2—10; nr. 2 (martie—apr.), 49—59.

44. *Hortopan Gh.*: Comutator cu program pentru încercarea aparatajului de comutaţie. Electrotehnica *7* (1959)nr. 4 (apr.), 135—139.

45. *Ionescu S., Nicolae P.* şi *Pomîrleanu M.*: Principiile de bază ale reglajului automat de frecvenţă. Energetica *7* (1959) nr. 5 (mai), 216—220.

46. *Moisil Gr. C.*: Întrebuinţarea logicilor trivalente în teoria mecanismelor automate. VI — Relee polarizate cu neutrul instabil. Comunicările Acad. R.P.R. **9** (1959) nr. 5 (mai), 411—413.

47. *Moisil Gr. C.*: Întrebuinţarea logicilor trivalente în teoria mecanismelor automate. IX — Dipoli cu contacte, supape şi rezistenţe, 665—666. X — Interpretarea fizică a funcţiei caracteristice a unui multipol, 667—669. Comunicările Acad. R.P.R. **9** (1959) nr. 7 (iul.).

48. *Moisil Gr. C.*: Teoria algebrică a circuitelor cu elemente electronice. I — Funcţionarea în timp a circuitului Eccles-Jordan. Comunicările Acad. R.R.R. **9** (1959) nr. 8 (aug.), 756—757.

49. *Moisil Gr. C.*: Teoria algebrică a circuitelor cu elemente electronice. II — Cuadriotonul cu înfăşurări diferenţiale. Comunicările Acad. R.P.R, *9* (1959) nr. 9, 871—873.

50. *Moisil Gr. C.*: Întrebuinţarea logicilor trivalente în teoria mecanismelor automate. IV — Realizarea funcţiilor de lucru în funcţionarea reală. Comunicările Acad. R.P.R. *6* (1956) nr. 8, 971—973.

51. *Morozan T.*: Asupra stabilităţii absolute a unor sisteme de reglare automată cu mai multe organe regulatoare. Comunicările Acad. R.P.R. **9** (1959) nr. 10, 995—1000.

52. *Constantinescu P.*: Sisteme de reglare automată avînd planul fazelor cu mai multe foi. Comunicările Acad. R.P.R., **9** (1959) nr. 11 (noiembrie), 1128—1134.

53. *Herşcovici H.* şi *Căluşiţă M.*: Utilizarea transistoarelor în instalaţiile automate industriale. Automatica şi electronica *4* (1960) nr. 1 (ian.—febr.), 15—21.

54. *Popescu E.*: Consideraţii asupra eficacităţii anclanşării automate a rezervei şi a comportării aparatajului de protecţie în cazul funcţionării automatizării respective. Energetica *8* (1960) nr. 6 (iunie), 254—261.

Aparate pneumatice de măsură şi reglare de fabricaţie cehoslovacă

Aparatele pneumatice de reglare şi măsură produse de zntreprinderea Z.P.A. din Praga (întreprindere de automatizare industrială) îşi găsesc întrebuinţarea cu precădere în industria chimică, a bunurilor de larg consum, a petrolului, în industria uşoară, precum şi peste tot acolo unde parametrii fizici trebuie măsuraţi sau reglaţi, ca de exemplu: temperatura, presiunea, diferenţa de presiune, nivelul, debitul şi altele. Un avantaj al acestui sistem de reglare îl constituie faptul că poate fi folosit în exploatări unde există pericol de explozie şi acolo unde alte sisteme întîmpină greutăţi considerabile sau sînt imposibil de pus în practică.

Aparatele au fost construite sub formă de elemente, aşa încît se pot întocmi circuite de reglare simple sau complexe, şi anume întrebuinţînd un număr redus de diferite tipuri de aparate. Domeniul presiunii aerului al semnalelor pneumatice la aceste aparate este de 0,2 pînă la 2,0 at. Consumul de aer comprimat al aparatelor în stare stabilizată este de cca. 1 Nl/min. La oscilaţiile semnalelor de intrare, care intervin adesea, consumul aerului comprimat se poate ridica pînă la 10 Nl/min. Distanţa normală în cazul teletransmisiei pneumatice este de 25—100 m.

În cazuri excepţionale se poate executa teletransmisia pînă la o distanţă de 300 m, calculîndu-se însă întîrzierea semnalelor date.

În figura 1 este reprezentat un circuit de reglare simplu. În traductorul (*1*) valoarea parametrului reglat este transformată într-un semnal pneumatic care este transmis înregistratorului (*2*) cu organ de reglare central. În organul de

reglare central, valoarea parametrului reglat (valoarea instantanee) este comparată cu valoarea de referinţă reglată manual şi cu semnalul de ieşire al presiunii aerului, care este proporţional cu deviaţia de reglare stabilită şi cu droselul variabil al regulatorului. Presiunea aerului de ieşire a regulatorului acţionează organul de reglare pneumatic (organ de

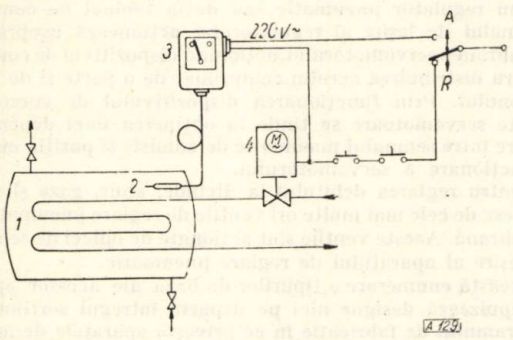


Fig. 1. Circuit de reglare a unui schimbător de căldură.

execuţie) (*3*). Organele de reglare centrale şi traductorul pneumatic vor fi alimentate prin staţia de reducere (*4*).

De tipurile de bază ale acestui sistem aparţin şi traductorul pneumatic de indicare şi înregistrare, aparatele de indicare şi înregistrare cu organele de reglare, ventilele de reglare cu membrană, staţia de reducere şi servomotoarele pneumatice.

În figura 2 este reprezentat un traductor de temperatură fabricat pentru diferite domenii de temperatură între — 100 şi + 200 °C.

Traductorul lucrează pe principiul dilataţiei de volum a lichidelor, măsurînd astfel temperatura reglată. Variaţia de volum a lichidului în funcţie de temperatură va fi transmisă printr-un sistem de burdufuri cu ajutorul unui mecanism de transmisie, astfel încît traductorul şi amplificatorul vor fi acţionaţi proporţional. Traductorul de temperatură lucrează exercitînd o acţiune proporţională şi diferenţială. Acţiunea diferenţială a traductorului măreşte viteza de răspuns a sistemului şi compensează întîrzierea datorită transmisiei căldurii în tubul de scufundare.

Traductoarele de presiune sînt prevăzute cu traductoare cu tub burdon, cu burduf şi cu membrană prin care presiunea este măsurată, iar cu ajutorul unui traductor şi amplificator cu acţiune proporţională este transformată în presiunea de

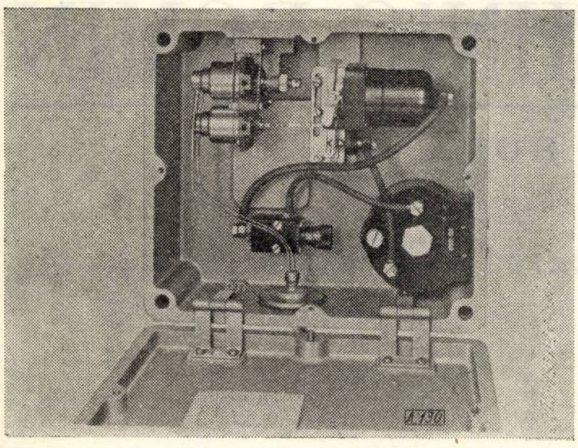


Fig. 2. Traductor de temperatură.

aer de ieşire în domeniul de la 0,2 pînă la 1,0 at. Cu ajutorul acestui traductor de presiune pot fi măsurate presiuni de la 6 mm col. apă pînă la 250 at.

Pentru măsurarea şi reglarea nivelului se folosesc traductoare de nivel pneumatice cu care se pot măsura înălţimile de nivel într-un domeniu de la 200 mm pînă la 5 m col. apă, şi anume la lichide cu o greutate specifică 1.

Pentru măsurarea debitului, greutăţilor specifice, nivelului de lichid, diferenţei de presiune etc. se întrebuinţează traductoare diferenţiale de presiune (fig. 3). La măsurarea debitului de lichide, gaze, abur şi aer se folosesc dispozitive de blocare, în special diafragme de măsură, duze sau trompe Venturi. În acest dispozitiv de blocare se formează o diferenţă de presiune care intră în traductorul pneumatic. Ca traductor al diferenţei de presiune serveşte o membrană metalică din oţel inoxidabil. Principiul care stă la baza acestui aparat este cel al balanţei de forţă. Traductoarele de acest tip — fabricate curent — sînt destinate pentru măsurarea diferenţei de presiune în domeniul de la 0—5 kgf/cm² pentru o presiune de funcţionare maximă pînă la 160 at.

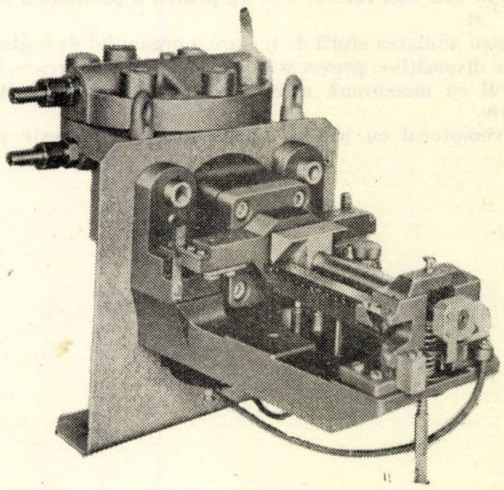


Fig. 3. Traductor diferenţial de presiune.

Mărimea de reglat sau măsurat transformată în traductorul pneumatic în semnal de presiune de ieşire va fi transmisă la distanţă la aparate de indicare sau înregistrare. Aparatele de indicare sau înregistrare pot fi înzestrate cu regulatoare

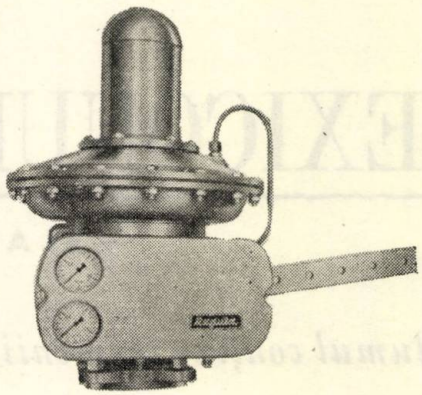


Fig. 4. Servomotor cu membrană.

sau semnalul pneumatic poate fi transmis direct la organul de execuţie. În întreprinderea Z.P.A. se construiesc două tipuri de bază ale aparatelor de indicare şi înregistrare. În primul caz este vorba de aparate cu dimensiuni frontale de 400 × × 400 mm executate cu înregistrare circulară sau aparate indicatoare cu scală circulară cu diametrul de 300 mm. Un avantaj pe care îl oferă acest aparat este dimensiunea sa transversală mică, ceea ce dă posibilitatea montării lui pe perete, iar diametrul suficient de mare al scalei dă posibilitatea citirii indicaţiilor de la distanţe mari. Funcţionarea aparatului de acest tip se bazează pe transformarea presiunii aerului în

mişcarea unei peniţe de scris, iar în anumite cazuri, cînd este nevoie de reglări concomitente, şi în mişcarea unei pîrghii de măsură în regulatorul PID.

Cînd este necesar să se monteze un număr mai mare de înregistratoare pe o suprafaţă mică, ca de exemplu la un tablou de comandă grafic, se folosesc microînregistratoare. Microînregistratoarele produse de uzinele Z.P.A. au dimensiunile frontale de 192 × 240 mm şi servesc la înregistrarea simplă sau dublă.

Pentru acţionarea organului de reglare se folosesc servomotoarele pneumatice cu membrană, servomotoarele cu piston bipoziţionale şi servomotoarele cu piston cu corector. Servomotoarele pneumatice cu membrană din figura 4 sînt acţionate de un semnal de ieşire cu o presiune de 0,2—1,0 at, dată de un releu manual comandat de la un tablou de comandă cu traductor pneumatic sau regulator. Forţa maximă pe membrană în axa tijei este de 500 kg pentru o presiune a aerului de 1 at.

Pentru anularea erorii de reglare a organului de reglare sau a altor dispozitive, provocată de frecare sau încărcare, servomotorul cu membrană este prevăzut cu un dispozitiv de corecţie.

Servomotorul cu piston bipoziţional se foloseşte pentru comanda manuală la distanţă a diferitelor organe de reglare şi blocare, la care se cere o mare putere pentru reglare. Presiunea aerului este de 2—8 at, în funcţie de momentul de torsiune necesar, astfel că la o presiune de 8 at momentul de torsiune este de 85 kgm. Servomotoarele cu piston cu dispozitiv de corecţie se vor folosi de asemenea pentru teleacţionarea organelor de reglare, astfel încît servomotorul este acţionat de un regulator pneumatic sau de la tabloul de comandă. Semnalul de ieşire al regulatorului acţionează asupra unei membrane a servomotorului, acţionînd dispozitivul de comandă pentru distribuirea aerului comprimat de o parte şi de alta a pistonului. Prin funcţionarea dispozitivului de corecţie la aceste servomotoare se tinde la obţinerea unei dependenţe liniare între semnalul pneumatic de admisie şi poziţia manetei de acţionare a servomotorului.

Pentru reglarea debitului la lichide, abur, gaze şi aer se folosesc de cele mai multe ori ventile de reglare pneumatice cu membrană. Aceste ventile sînt acţionate de obicei de semnalul de ieşire al aparatului de reglare pneumatic.

Această enumerare a tipurilor de bază ale acestor aparate nu epuizează desigur nici pe departe întregul sortiment al programului de fabricaţie în ce priveşte aparatele de măsură şi reglare pneumatică produse de întreprinderea Z.P.A.

A APĂRUT VOLUMUL VIII

din

LEXICONUL TEHNIC ROMÎN

— ELABORARE NOUĂ —

Volumul conţine termenii directori care încep cu literele **Fis—Gz**

Costul unui volum 100 lei

Vă puteţi procura acest volum, ca şi cele anterioare, la librării, difuzorii de cărţi din întreprinderi şi prin „Publicaţiile Tehnice ASIT", Bucureşti, str. Ion Ghica nr. 3, raionul Tudor Vladimirescu, cont 070 124 B.R.P.R. — filiala I. V. Stalin.

СОДЕРЖАНИЕ

* * *:

Технический прогрес в Р.Н.Р. в последные годы.

Automatica şi Electronica **5** (1961) № 2 стр.

ДК **621.372.6 : 621.396.622.6 : 512.8**

MOISIL G.

Алгебраическая теория цепей с транзисториами

Automatica şi Electronica **5** (1961) № 3 стр.

Представлена первая часть алгебраической теории цепей с транзисторами, разработанной автором. В работе устанаавливаются рабочие функции для цепей, образованных из двух транзисторов ПНП.

ДК **621.523 : 316.72.016.35**

POPOV V.M.;

Критерии стабильности для некоторых типов нелинейных автоматических систем.

Automatica şi Electronica **5** (1961) № 3 стр.

Формулируются без демонстрации в общих чертах несколько критериев достаточных для асимптомной стабильности для автоматических систем, имеющих единственный нелинейный элемент, обращая внимание на графическую форму этих критериев.

ДК **621.314.2.001.2 + .003.1**

LĂZĂROIU D. F., SLAIHER S.;

Технико — экономическое проектирование трансформаторов небольшой мощности.

Automatica şi Electronica **5** (1961) № 3 стр.

Представлен оригинальный метод расчета по определению основных размеров магнитного контура трансформаторов небольшой мощности (P=500), в условиях получения относительно минимальной себестоимости. Дается числовой пример полученных соотношений.

ДК **622.7 — 523**

TOADER S., BĂTRÎNA I., BOCANCIOS I.:

Автоматизация обогатительных фабрик руд цветных металлов.

Automatica şi Electronica **5** (1961) № 3 стр.

ДК **621.34 — 526 : 621.316.718.1**

DAMSKER D., WEINRICH G., LANDAU I., BRANA C.:

Типовые схемы электрического привода с автоматической регулировкой через транзисторные блоки.

Automatica şi Electronica **5** (1961) № 3 стр.

После описания условий, которым должны удовлетворять элементы и система регулирования — тип, представлена каскадная система регулирования и регулировочные блоки, которые входят в состав единичных элементарных систем автоматизирования электрического привода, находящегося в процессе освоения.

ДК **621. 396.619.3**

RĂILEANU I., VÎLCOV N.:

Преобразователь время — амплитуда в области 6.10^{-8} — 8.10^{-2} секунды.

Automatica şi Electronica **5** (1961) № 3 стр.

Представлен преобразователь, который линейно превращает интервалы времени в импульсные амплитуды, используемый в рамках одного опытного ансамбля ядерной физики.

РЕЦЕНЗИИ
ХРОНИКА
ДОКУМЕНТАЦИЯ

INHALTSVERZEICHNIS

* * *:

Der technische Fortschritt in den letzten Yahren in der RVR

Automatica şi Electrotehnica **5** (1961) nr. 3

DK 621.372.6 : 621.396.622.6 : 512.8

MOISIL G.:

Algebrische Theorie der Transistorkreise (I)

Automatica şi Electronica **5** (1961) nr. 3

Der vorliegende Aufsatz ist der erste Teil einer algebraischen Theorie der Transistorenschaltungen, die vom Verfasser entwickelt wurde. Im Rahmen der Abhandlung werden Arbeitsfunktionen für aus zwei PNP-Transistoren gebildeten Schaltungen angegeben.

DK 621 — 523 : 621.316.72.016.35

POPOV. V. M.:

Stabilitätskriterien für einige nichtlineare automatische Systemarten

Automatica şi Electronica **5** (1961) nr. 3

Einige der vom Verfasser erzielten Ergebnisse auf dem Gebiet der Stabilität der nichtlinearen automatischen Systeme werden kurz angegeben. Die Abhandlung hat einen einleitenden Charakter. Ohne auf Beweisführungen einzugehen, werden einige genügende Kriterien asymptotischer Stabilität im Grossen formuliert, die sich für automatische Systeme mit einem einzigen nichtlinearen Bauelement eignen, wobei auf die graphische Darstellung dieser Kriterien Gewicht gelegt wird. Die dargelegten Kriterien werden mit Hilfe der Übertragungsfunktion des linearen Teils des Systems ausgedrückt. Sie umfassen als Grenzformen die Stabilitätskriterien der linearen Systeme mit konstanten Parametern. Ferner umfassen sie alle Ergebnisse, die mit Hilfe der bestehenden Rechenschemas für die Bildung von Liapunov-Funktionen ermittelt werden können.

DK 621.314.2.001.2 + 003.1

LĂZĂROIU D. F., ŞLAIHER S.:

Das technisch-wirtschaftliche Projektieren von Transformatoren kleiner Leistung

Automatica şi Electronica **5** (1961) nr. 3

Es wird ein eigenes Berechnungsverfahren für die Festsetzung der Grunddimensionen des Magnetkreises der Transformatoren kleiner Leistung (N = = 500 VA) dargelegt, unter der Bedingung ein relatives technisch-wirtschaftliches Mindestmass des Selbstkostenpreises zu erreichen. Auf Grund eines zahlenmässigen Beispiels werden die erzielten Beziehungen veranschaulicht.

DK 622 — 523

TOADER S., BĂTRÎNA I., BOCANCIOS I.:

Die Automatisierung der Aufbereitungsbetriebe für Nichteisenerze

Automatica şi Electronica **5** (1961) nr. 3

In informativer Weise werden die Verfahren für die Automatisierung der Betriebe zur mechanischen Aufbereitung der Nichteisenerze dargelegt, und die wesentlichen Bedingungen gezeigt, unter denen die Automatisierungsschaltungen arbeiten. Abschliessend enthält der Aufsatz Selbstregelschaltungen für die verschiedenen Werkabteilungen.

DK 621.34 — 526 : 621.316.718.1

DAMSKER D., WEINRICH G., LANDAU I., BRANA C.:

Typische elektrische Schaltungen für Selbstregelung durch transistorbestückte Geräte

Automatica şi Electronica **5** (1961) nr. 3

Von den Bedingungen ausgehend, die typische Bauelemente und Regelsysteme erfüllen müssen, werden ein Kaskaden-Regel-system und die Regelgeräte beschrieben, die das einheitliche System der Automatisierungs-Bauelemente für eletkrische Antriebe bilden, welches zur Zeit eingeführt wird.

DK 621.396.619.3

RĂILEANU I., VÎLCOV N.:

Zeit-Amplituden-Umrichter für das Gebiet 6.10^{-8} — 8.10^{-2} Sekunden.

Automatica şi Electronica **5** (1961) nr. 3

Es wird ein Umrichter beschrieben, der Zeitintervalle linear in Impulsamplituden umwandelt und innerhalb eines Kernphysik-Versuchskomplexes bei hohen Energien Verwendung findet.

BUCHBESPRECHUNG
CHRONIK
DOKUMENTATION

SOMMAIRE

* * * :

Le progrès technique dans la République Populaire Roumaine pendant les dernières années.

Automatica şi Electronica **5** (1961) nr. 3

CD 621.372.6 : 621.396 622.6 : 512.8

MOISIL GR. :

Théorie algebrique des schémas à transistors (I).

Automatica şi Electronica **5** (1961) nr. 3

On présente une première partie de la théorie algébrique des circuits à transistors, élaborée par l'auteur. On établit les fonctions de travail pour les circuits formés par deux transistors PNP.

CD 621 – 523 : 621.316.72.016.35

POPOV V. M. :

Critériums de stabilité pour quelques types de systèmes automatiques non- linéaires

Automatica şi Electronica **5** (1961) nr. 3

On expose succinctement quelques-uns des résultats obtenus par l'auteur dans le domaine de la stabilité des systèmes automatiques non-linéaires. L'exposition a un caractère introductif. On formule sans démonstrations quelques critérimus suffisants de stabilité asymptotique pour grandes déviations, pour les systèmes automatiques à un seul élément non-linéaire, en insistant sur la forme graphique de ces critériums. Les critériums présentés s'expriment à l'aide de la fonction de transfert de la partie linéaire du système. Ils comprennent, à la limite, les critériums de stabilité du cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Ils comprennent aussi tous les résultats qui peuvent être obtenus à l'aide des algorithmes existants pour la construction de quelques fonctions Liapunov.

CD 621.314.2.001.2 + .003.1

LĂZĂROIU D. F., SLAIHER S. :

Le projet technique-économique des transformateurs de petite puissance.

Automatica şi Electronica **5** (1961) nr. 3

On présente une méthode de calcul originale pour l'établissement des dimensions fondamentales du circuit magnétique des transformateurs de petite puissance ($P = 500$ VA), en vue d'obtenir le minimum relatif (technique-économique) du prix de revient. On illustre les relations obtenues à l'aide d'un exemple numérique

---

CD 622.7 – 523

TOADER S., BĂTRÎNA I., BOCANCIAS I. :

L'automatisation des usines de préparation des minerais non-ferreux.

Automatica şi Electronica **5** (1961) nr. 3

On présente en guise d'informations les procédés d'automatisation dans les usines de préparation mécanique des minerais non-ferreux, en indiquant les conditions spécifiques dans lesquelles fonctionnent les schémas d'automatisation. On donne des schémas de réglage automatique des diverses sections de l'usine.

CD 621.34 – 526 : 621.316.718.1

DAMSKER D., WEINRICH G., LANDAU I., BRANA C. :

Schémas type de commande électrique à réglage automatique par blocs transistorisés

Automatica şi Electronica **5** (1961) nr. 3

En partant des conditions qui doivent être réalisées par les éléments et le système de réglage type, on présente un système de réglage en cascade et le blocs de réglage, qui forment le système unitaire d'éléments d'automatisation pour la commande électrique, en cours d'unification.

CD 621.396.619.3

RĂILEANU I., ŢÎLCOV N. :

Convertisseur temps — amplitude dans le domaine 6.10^{-8} — 8.10^{-2} secondes

Automatica şi Electronica **5** (1961) nr. 3

On présente un convertisseur qui transforme d'une façon linéaire d'intervalles de temps en amplitudes d'impulsions, utilisé dans un ensemble d'expériences de physique nucléaire à hautes énergies.

COMPTES RENDUS
CHRONIQUE
DOCUMENTATION

CONTENTS

* * * :

The technical progress in the R.P.R. in the last yeurs.

Automatica şi Electronica **5** (1961) nr. 3

DC 621.372.6 : 621.396.622.6 : 512.8

MOISIL G. :

The algebric theory of the transistor circuits (I).

Automatica şi Electronica **5** (1961) nr. 3

This paper contains the first part of an algebraical theory of transistorized circuits elaborated by the author. Working functions are being established for the circuits consisting of two PNP transistors.

DC 621 – 523 :621.316.72.016.35

POPOV V. M. :

Stability criteria concerning some types of nonlinear automatic systems.

Automatica şi Electronica **5** (1961) nr. 3

Some of the results obtained by the author in the field of stability of nonlinear automatic systems are shortly exposed. This presentation is of an introductive character. Several sufficient criteria of asymptote stability for large deviations are formulated without demonstrations. These criteria concern a single non linear element. It is insisted on the graphical form of these criteria, which are expressed by means of the transfer function of the linear part of the system.

They include at the limit the stability criteria valuable in the case of linear systems with constant parameters. They also include all the results which can be obtained by means of existing algorhythms serving to construct some Liapunov functions.

DC 621.314.2.001.2 + .003.1

LĂZĂROIU D. F., SLAIHER S. :

The technical and economic design of low power transformers

Automatica şi Electronica **5** (1961) nr. 3

The authors present an original computation method concerning the establishment of basic dimensions of the magnetic circuit of low power transformers ($P = 500$ VA) aiming to obtain the relative minimum (technical and economic) of cost price. The relations obtained are illustrated on the basis of a numerical example.

DC 622.7 – 523

TOADER S., BĂTRÎNA I., BOCANCIOS I. :

Automation of non-ferrous ores preparing works

Automatica şi Electronica **5** (1961) nr. 3

Some information is given about automation features in the works where non-ferrous ores are mechanically processed, pointing out the specific conditions under which the automation schemes are working.

Automatic control schemes concerning various sections of such works are given.

DC 621.34 – 526 : 621.316.718.1

DAMSKER D., WEINRICH G., LANDAU I., BRANA C. :

Standard circuits of electric drives with automatic control by means of transistorized blocks

Automatica şi Electronica **5** (1961) nr. 3

Starting from the conditions required for the elements and a standard control system, the authors present a series control system and the control blocks making up a unity assembly of control elements for electric drives, in way of standardization.

DC 621.396.619.3

RĂILEANU I., VÎLCOV N. :

The time amplitude converter in the field 6.10^{-8} — 8.10^{-2} seconds

Automatica şi Electronica **5** (1961) nr. 3

The authors present a converter which linearly transforms the time intervals into impulse amplitudes. This converter has been used in a series of experiments in the field of nuclear physics at high energy.

REVIEWS
CHRONICLE
DOCUMENTATION

NOUL APARAT DE RADIO DE CONSTRUCȚIE ORIGINALĂ

Fantezia

S 604 A

Oferă o audiție minunată cu performanțe excelente pe toate lungimile de undă.

● 3 + 2 TUBURI ELECTRONICE ● 3 GAME DE UNDĂ ● 2 DIFUZOARE DE 2.5 VA – MONTATE LATERAL ● INDICATOR OPTIC DE ACORD ● REGLAJ DE TON

Casetă de construcție originală cu ornamentație de alamă plăcută ochiului, care dă o notă de eleganță oricărui interior.

Electronica

INTREPRINDERE INDUSTRIALĂ DE STAT PENTRU PIESE ȘI APARATE DE RADIO, TELEVIZOARE ȘI ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ

București, str. Baicului nr. 82, raionul 1 Mai ● Telefon: 12 19 40 – 12 19 46 – 12 19 49

Recomandări privind întocmirea articolelor tehnico-științifice

1. FONDUL ARTICOLELOR

1.1. *Lucrări* **ce pot fi prezentate spre publicare:**

1.1.1. *de importanță generală* **(principii noi, dispoziții noi, rezultate experimentale originale, studii teoretice inedite, ale unor fenomene fizice și procese tehnice cu caracter general);**

1.1.2. *tehnico-științifice, speciale, teoretice sau experimentale,* **avînd contribuții originale dar referindu-se la un domeniu de specialitate restrîns (extinderea valabilității unor dispoziții, aplicarea unor teorii sau metode cunoscute la o problemă nouă, rezultate experimentale inedite sau de control);**

1.1.3. *tehnice obișnuite* **(expunerea studiului unor probleme tehnico-științifice, discuții și critici ale unor rezultate cunoscute etc.).**

1.2. *Legătura cu practica* **muncii de cercetare, proiectare, învățămînt, producție este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție trebuie să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele interesînd industria vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să posede propuneri de viitor.**

1.3. *Verificarea experimentală* **se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.**

1.4. *Lucrări* **care au mai fost publicate integral sau parțial nu pot fi trimise redacției spre publicare.**

2. FORMA ARTICOLELOR

2.1. *Organizarea* **lucrării**

2.1.1. *Titlul* **va prezenta în minimum de cuvinte obiectul lucrării.**

2.1.2. *Numele* **autorului va fi precedat de prenume.**

2.1.3. *Un scurt rezumat* **fixînd premizele de la care s-a pornit, problema studiată și cadrul în care este tratată, nedepășind 6—8 rînduri, se va anexa lucrării.**

2.1.4. *Împărțirea* **pe capitole se va face cu cîteva subtitluri potrivit alese, în număr strict necesar pentru o expunere clară a ideilor și înlesnirea orientării.**

2.1.5. *Textul.* **În introducere, se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției; de asemenea se arată scopul lucrării, subliniindu-se expres contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară permițînd inteligibilitatea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații voluminoase, de asemenea se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic-ilustrativ, tabele etc.**

2.1.6. *Concluziile* **vor concentra rezultatele obținute, cu indicarea limitei de valabilitate și aplicațiile posibile.**

2.1.7. *Anexele* **pot cuprinde demonstrații originale sau absolut necesare înțelegerii formulelor din text de asemenea, în anexe se pot da exemple de calcul în cazul articolelor care necesită asemenea exemple.**

2.1.8. *Citarea literaturii de specialitate.* **Afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt general cunoscute vor fi referite la lista bibliografică de la sfîrșitul lucrării. Referirea se face indicîndu-se poziția lucrării în lista bibliografică, în paranteze drepte.**

2.2. *Prezentarea* **lucrării**

2.2.1. *Nivelul* **articolelor va fi înalt.**

2.2.2. *Stilul.* **Redactarea va fi clară și concisă. Ortografia va fi în concordanță cu regulile Academiei R.P.R. Nu se admit prescurtări cu excepția celor unanim cunoscute.**

2.2.3. *Dezvoltările matematice* **vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului matematic. Este suficient, în general, punerea în ecuație și indicarea rezultatelor. Pentru demonstrații se vor alcătui anexe (v. pct. 2.1.7).**

2.2.4. *Tabelele* **se vor folosi în cazul cînd date numerice importante nu pot fi reprezentate grafic satisfăcător. Nu se admite folosirea concomitentă a datelor numerice sub formă de tabelă și diagramă. Tabelele vor fi referite în text și se va indica sursa lor.**

2.2.5. *Materialul grafic ilustrativ* **(figuri, fotografii) va permite reprezentarea clară și intuitivă a unor idei, puncte de vedere. Ele trebuie să completeze expunerea din text și vor fi referite cu grijă în text indicîndu-se sursa lor.**

2.2.6. *Sistematizarea și numerotarea* **capitolelor se va face cu grijă evitîndu-se excesele. Se recomandă utilizarea sistemului zecimal.**

2.3. *Forma exterioară a lucrării*

2.3.1. *Terminologie, mărimi și unități.* **Se recomandă a fi conforme cu normele internaționale și STAS-urile în vigoare.**

2.3.2. *Scrierea formulelor.* **Se recomandă o atenție deosebită scrierii formulelor conform STAS. Indicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie, de asemenea, cu grijă literele majuscule, minuscule sau cele rusești, romane, grecești, germane etc. Numerotarea formulelor se va face în paranteze în dreapta rotunde.**

2.3.3. *Figurile* **trebuie executate unitar și rațional. Ele vor fi numerotate în continuare. Fotografiile vor fi pe hîrtie strălucitoare alb-negru. Explicația figurilor se va face pe o pagină separată.**

2.3.4. *Notele* **din text se numerotează în continuare.**

2.3.5. *Citarea* **literaturii în text se face prin simpla indicare a poziției lucrării din cadrul listei bibliografice, în paranteze drepte, fără alte mențiuni.**

2.3.6. *Lista bibliografică* **se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cît și figuri sau tabele), speciale cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcripții originale. Pentru cărți: numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet (eventual și tradus, în paranteze), ediția, editorul, locul editării, anul. Pentru articole: numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet original (eventual și tradus, în paranteze), revista, tomul, anul, numărul, pagina.**

2.3.7. *Scrisul la mașină* **al articolelor este recomandat cu insistență, exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic. Se scrie pe o singură față, la două rînduri (2 000 semne pe pagină). În partea stîngă a foii se lasă o margine de 5 cm.**

2.3.8. *Paginația* **se face în continuare. Se recomandă un volum de 10—12 pagini pentru articole.**

2.3.9. *Expedierea.* **Lucrările (în dublu exemplar) vor fi prinse cu agrafe. Manuscrisul se expediază cu paginile întinse format A4 și cu plicul conținînd materialul grafic-ilustrativ anexat.**

3. RELAȚII CU REDACȚIA

3.1. Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicații.

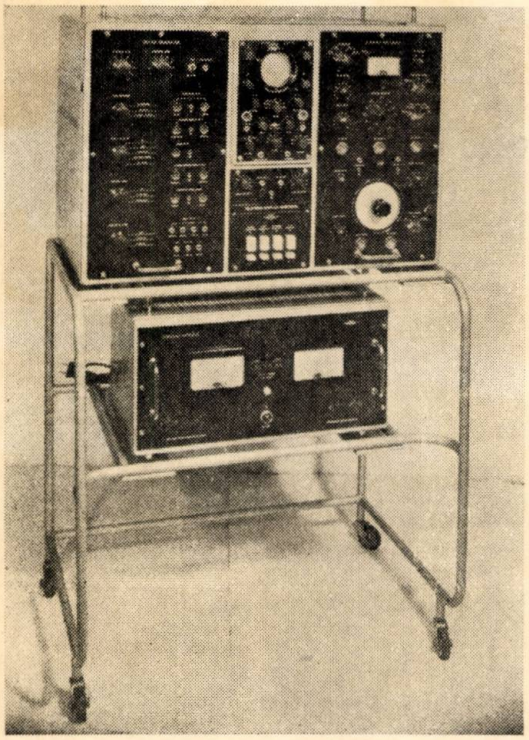
3.2. Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. În notă se vor indica: titluri academice, funcțiuni, localitatea și adresa domiciliului, nr. de telefon.

3.3. Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora de publicare.

3.4. Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare.

3.5. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări esențiale față de manuscris. Modificările importante ale manuscrisului cad în sarcina autorului.

GENERATOR COMPLEX PENTRU TELEVIZIUNE 1221/S



Aparatul serveşte la verificarea instalaţiilor de televiziune şi furnizează 12 canale cu semnale video şi semnale de înaltă frecvenţă complecte cu modulaţie audio de formă normată.

Pentru complectarea aparatului se foloseşte un sincrogenerator, un etaj de amestec al imaginii, un generator pentru imaginea etalon, un wobulator, un osciloscop de control, un selector de rînduri şi unitatea de alimentare.

Exportă:

METRIMPEX

ÎNTREPRINDERE UNGARĂ DE COMERŢ EXTERIOR PENTRU PRODUSELE INDUSTRIEI DE INSTRUMENTE

Adresa: BUDAPEST 62, Căsuţa poştală 202 UNGARIA
Adresa telegrafică: INSTRUMENT BUDAPEST

Generator de semnale pentru exploatare Model 1166

Aparatul se deosebeşte de generatoarele de semnale obişnuite prin faptul că poate fi utilizat şi ca undametru heterodină; el posedă în interior şi un oscilator propriu de etalonare. Domeniul de frecvenţă 100 kHz—30 MHz, repartizate în cinci benzi.

Exportă:

METRIMPEX

Întreprindere ungară de comerţ exterior pentru produsele industriei de instrumente

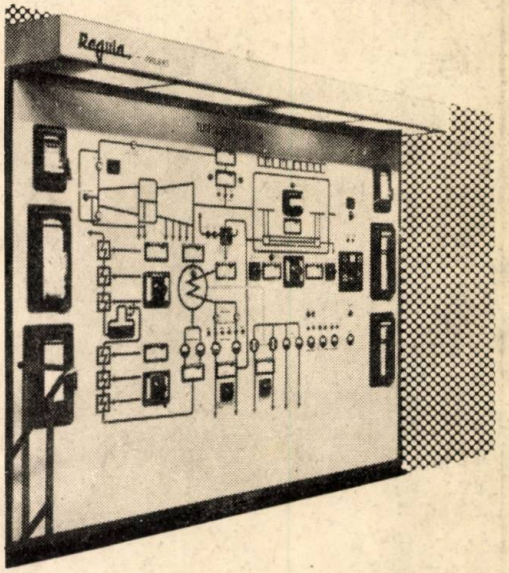
Adresa:
BUDAPEST 62, CĂSUŢA POŞTALĂ 202, UNGARIA
Adresa telegrafică: **INSTRUMENT BUDAPEST**

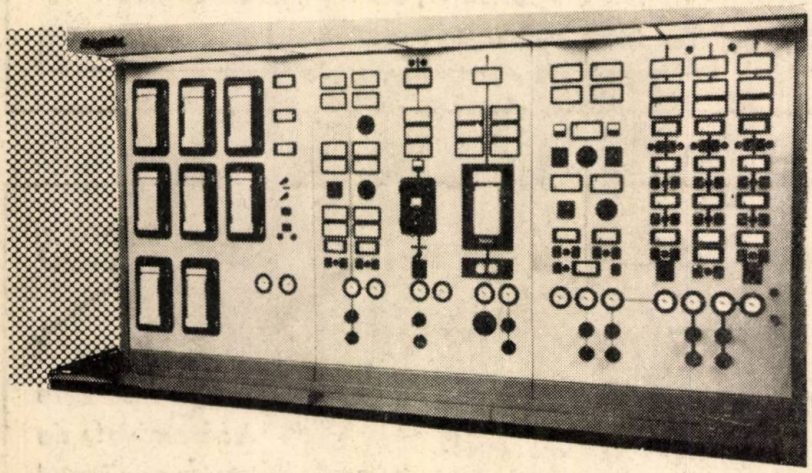
KOVO

PRAGA, R. S. CEHOSLOVACĂ

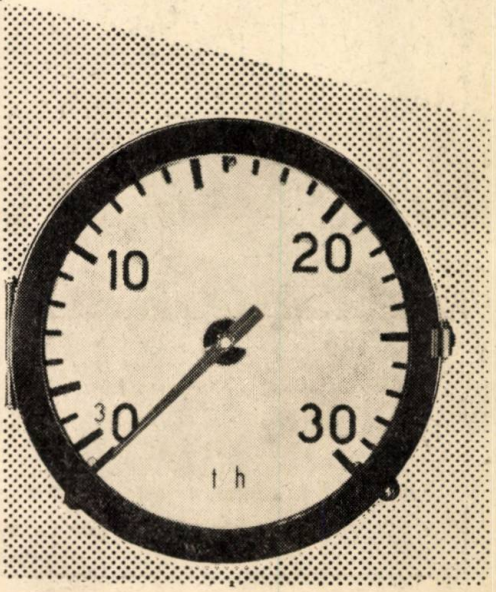
LIVREAZĂ:

Aparate de măsură
și reglare REGULA
Aparate electrice,
pneumatice pentru
reglare și semnalizare





Aparate de măsură
electrice și pneumatice
pentru măsurat înregis-
trarea și teletransmisia
valorilor măsurate

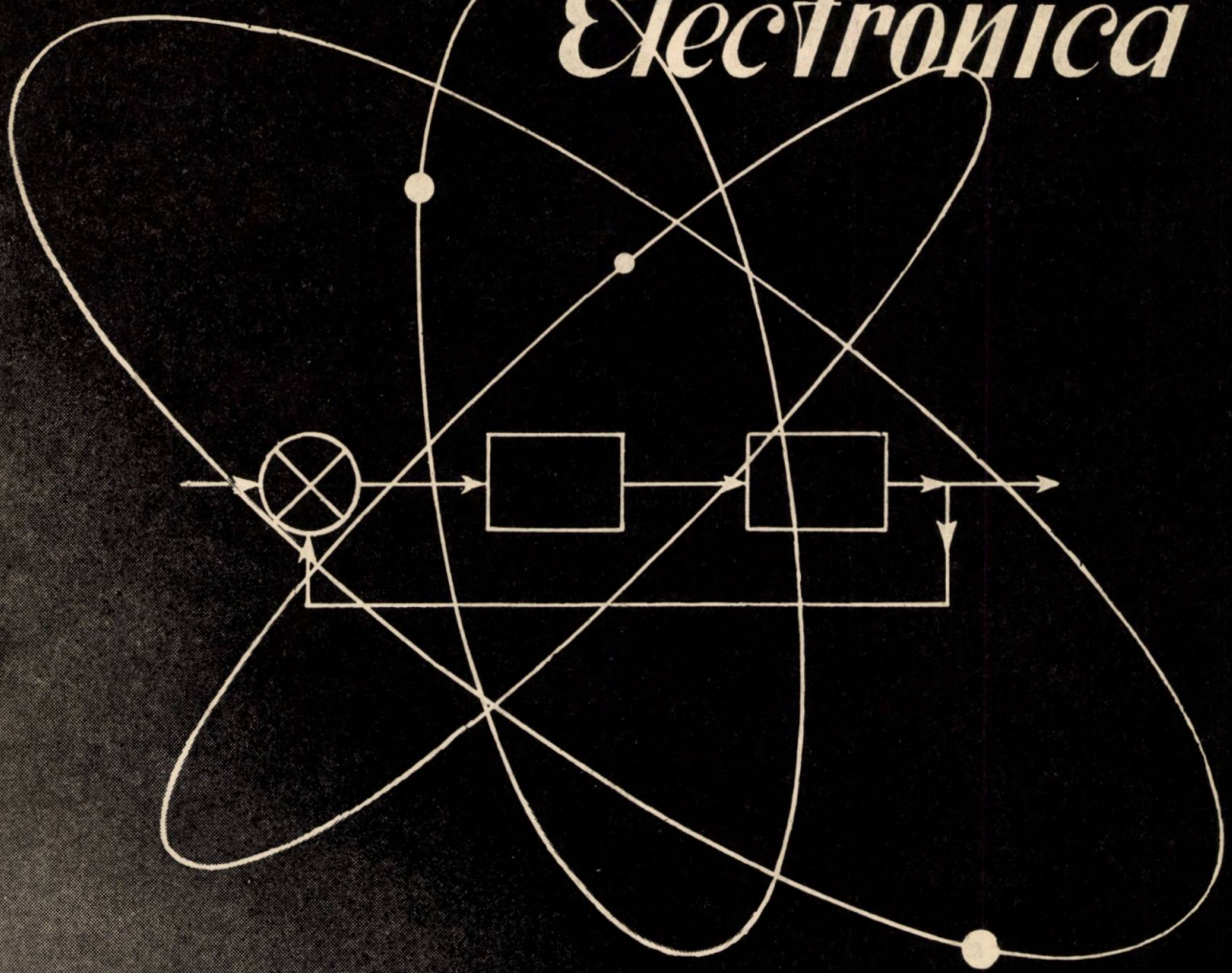


Regula

I. P. 2 — c. 1644

LEI 5

Automatica și Electronica

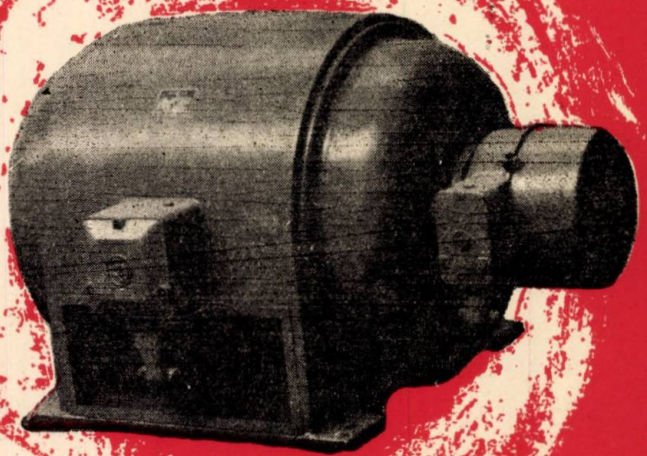


VOL. 5
1961
Nr. 4
IULIE
AUGUST
P. 145—129
BUCUREȘTI

Silicagel

SiO_2 AMORF

Mijloc ideal de uscare și conservare



Pentru orice fel de materiale

Mașini și aparate de precizie,
Textile, Pielărie, Alimente etc.
Expuse degradării prin umezeală
Apără de rugină, mucegăire, putrezire
și alte efecte dăunătoare
provocate de umiditate.
Se poate regenera ușor prin simpla încălzire fără pierdere.

UPSOM

PRODUS AL UZINELOR DE PRODUSE SODICE OCNA MUREȘ

LEI 5

E 2551

Automatica și Electronica

Vol. 5 (1961) nr. 4 (iulie-august), p. 146–192

CUPRINS

Prof. dr. ing. TUDOR TĂNĂSESCU

Automatica și Electronica *5* (1961) nr. 4, p. 145

CZ 621.382.33

MOISIL GR.:

Circuite cu transistoare *NPN*

Automatica și Electronica *5* (1961) nr. 4, p. 146–148

Se prezintă o a doua parte din cadrul unei teorii algebrice a circuitelor cu transistoare, elaborată de autor, stabilindu-se funcțiile de lucru pentru circuite formate cu transistoare *NPN*.

CZ 621–523.8 : 621.372.55

CĂLUȘIȚĂ M.:

Rețelele corectoare din regulatoarele electronice *PID*

Automatica și Electronica *5* (1961) nr. 4, p. 149–155

Se prezintă cîteva moduri în care se realizează comanda *PID* în regulatoarele electronice moderne și se arată cîteva din aspectele legate de utilizarea rețelelor corectoare în construcția regulatoarelor *PID* de tip universal unificat (construcții pe bază de blocuri interșanjabile).

CZ 681.121.8 : 621.039.8

VĂSARU GH.:

Metode de măsurare a debitelor de gaze și lichide cu ajutorul izotopilor radioactivi

Automatica și Electronica *5* (1961) nr. 4, p. 156–163

Se prezintă o sinteză a metodelor de măsurare a debitelor de gaze și lichide cu ajutorul izotopilor radioactivi. Se discută metodele pe bază de amplitudine și frecvență a semnalelor, arătîndu-se avantajele și domeniile de aplicare a acestora. Se fac considerații asupra dispozitivelor de modulare a fasciculelor de radiații și se descrie un tip de debitmetru pentru lichide.

CZ 621.273.421.2 : 621.373.52

NEGREANU D.:

Generatoare autoblocate de putere cu transistoare

Automatica și Electronica *5* (1961) nr. 4, p. 164–175

Se prezintă o analiză a funcționării generatoarelor autoblocate cu transistoare, referindu-se în special la generarea impulsurilor de putere. Se stabilesc relațiile care descriu desfășurarea proceselor în diferite etape. Pe baza analizei făcute se dau metodele de alegere a transistorului, montajului, precum și metodele de calcul al circuitului, care sînt verificate pe cale experimentală.

CZ 621.318.56

SEGAL A.:

Proiectarea registrelor de deplasare cu inele magnetice

Automatica și Electronica *5* (1961) nr. 4, p. 176–180

Se prezintă o metodică de proiectare a registrelor de deplasare cu inele magnetice și se expun rezultatele experimentale obținute cu un registru, folosind ferite indigene.

CZ 621.365.5 : 621.373

DAVIDOVICI M.:

Generator de înaltă frecvență pentru încălzire prin inducție

Automatica și Electronica *5* (1961) nr. 4, p. 180–185

Se prezintă calculul și construcția unui generator de înaltă frecvență realizat de autor la Institutul de fizică atomică din București pentru încălzirea prin inducția pentru degazare.

NOTĂ

CZ 621–533.65 : 621.762

ANTOHI C.:

Reglarea automată a temperaturii matrițelor utilizate la prelucrarea prafurilor de presare

Automatica și Electronica 5 (1961) nr. 4, p. 185–189

Se examinează problema încălzirii matrițelor și reglarea automată a acestei încălziri. Se descrie un dispozitiv studiat și realizat la Institutul de cercetări electrotehnice din București pentru acest scop.

REFERATE

COMITETUL DE REDACȚIE

C. VAZACA (redactor responsabil), ing. P. DEAC, ing. GH. DECIANU, ing. I. PAPADACHE, prof. ing. C. I. PENESCU, ing. M. POPA, ing. S. SOCOL, conf. ing. R. STERE, ing. I. SZEKELY, prof. dr. ing. T. TĂNĂSESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R., conf. ing. L. UZUN.

Revista AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA, **organ al** Asociației Științifice a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Editor: Asociația Științifică a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Redacția și Administrația: București, Str. Ion Ghica Nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon: 14.15.95, 14.06.24. Redacția își rezervă toate drepturile privind lucrările precum și materialul grafic-ilustrativ apărut in revistă, cît și cele privitoare la traducerea în limbi străine. Se admit extrase sau comentarii numai cu indicarea completă a sursei. Revista apare o dată la două luni. Abonamentele se primesc la administrația revistei, la sediile filialelor ASIT din întreaga țară precum și la responsabilii cu presa dn cercurile ASIT. Instituțiile și întreprinderile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinete tehnice în contul nostru de virament: Publicațiile Tehnice ASIT 070124 B.R.P.R. Filiala I. V. Stalin. Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual; individual: lei 30 anual. Prețul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea Poligrafică nr. 2, București.

СОДЕРЖАНИЕ

Prof. dr. ing. TUDOR TĂNĂSESCU

Automatica şi Electronica 5 (1961) № 4, стр. 145

ДК 621.382.33

MOISIL GR.:

Контур с транзисторами П.Н.П.

Automatica şi Electronica 5 (1961) № 4, стр. 146—148

Изложена вторая часть алгебраической теории транзисторных контуров, разработанной авторами, дающая рабочие зависимости для контуров, образованных транзисторами П.Н.П.

ДК 621—523.8 : 621.372.55

CĂLUŞITA M.:

Выравнивающие сети электронных регуляторов П.И.Д.

Automatica şi Electronica 5 (1961) № 4, стр. 149—155

Представлено несколько способов осуществления управления П.И.Д. в современных электронных регуляторах и показано несколько аспектов, связанных с использованием выравнивающих сетей в конструкции регуляторов П.И.Д. универсально-унифицированного типа/конструкция на основе взаимнозаменяемых блоков/.

ДК 621.121.8 : 621.039.8

VASARU GH.:

Методы измерения расходов газов и жидкостей при помощи радиоактивных изотопов.

Automatica şi Electronica 5 (1961) № 4, стр. 156—163

Представлено обобщение методов замера расходов газов и жидкостей с помощью радиоактивных изотопов. Обсуждаются методы, основанные на амплитуде и частоте сигналов, показывая преимущества и области их применения. А также обсуждаются приспособления для модулирования радиационных пучков и описывается тип расходомера для жидкостей.

ДК 621.373.431.2 : 2 : 621.373.52

NEGREANU D.:

Автоблокирующиеся силовые генераторы с транзисторами.

Automatica şi Electronica 5 (1951) № 4, стр. 164—175

Представлен анализ работы автоблокирующихся генераторов с транзисторами, уделяя особое внимание на генерирование импульсов мощности. Устанавливаются зависимости, описывающие развитие процессов на разных этапах. На основе проведенного анализа даются методы подбора транзистора, монтажа, а также методы расчета цепи, которые позже проверяются экспериментальным путем.

ДК 621.318.56

SEGAL A.:

Проектирование передвижных регистров с магнитными кольцами.

Automatica şi Electronica 5 (1961) № 4, стр. 176—180

Представлена методика проектирования передвижных регистров с магнитными кольцами и излагаются экспериментальные результаты, полученные с одним регистром, используя отечественные ферриты.

ДК 621—533.65 : 621.762

ANTONI C.:

Автоматическая регулировка температуры штампов, используемых для получения прессованных порошков,

Automatica şi Electronica 5 (1961) № 4, стр. 180—185

Обсуждается вопрос нагрева штампов и автоматической регулировки этого нагрева. Обсуждается приспособление для этой цели, созданное и изученное в Электротехническом научно-исследовательском институте в Бухаресте.

ЗАМЕТКИ

ДК 621.365.5 : 621.373

DAVIDOVICI M.:

Высокочастотный генератор для индукционного нагрева.

Automatica şi Electronica 5 (1961) № 4, стр. 185—189

Представлен расчет и конструкция высокочастотного генератора, созданного автором в Институте атомной физики в Бухаресте для индукционного нагрева с целью отгазования.

РЕФЕРАТЫ

INHALTSVERZEICHNIS

Prof. dr. ing. TUDOR TĂNĂSESCU

Automatica şi Electronica, *5* (1961) H. 4, S. 145

DK 621.382.33

MOISIL GR.:

PNP-Transistoren-Stromkreise.

Automatica şi Electronica *5* (1961) H. 4, S. 146—148

Der zweite Teil einer vom Verfasser entwickelten algebrischen Theorie der Transistorstromkreise wird dargelegt und die Arbeitsbedingungen für die aus PNP-Transistoren gebildeten Stromkreisen festgesetzt.

DK 621—523.8 : 621.372.55

CĂLUŞITA M.:

Korrektionsnetze in den elektronischen PID-Reglern.

Automatica şi Electronica *5* (1961) H. 4, S. 149—155

Es werden einige Arten der PID-Steuerung in den modernen elektronischen Reglern dargelegt und einige Aspekte der Verwendung von Korrektionsnetzen beim Bau der PID-Regler von vereinheitlichten Universaltypen gezeigt (Bauweise auf Grund der austauschbaren Blocks.)

DK 681.121.8 : 621.039.8

VĂSARU GH.:

Verfahren zum Messen des Gas-und Flüssigkeitsdargebots mit Hilfe von Radioisotopen.

Automatica şi Electronica 5 (1961) H. 4, S. 156—163

Es wird eine Synthese der Verfahren zum Messen der Gas-und Flüssigkeitsdargebote mit Hilfe von Radioisotopen dargelegt. Ferner werden die Verfahren auf Grund der Amplitude und der Frequenz der Zeichen erläutert und die Vorteilte und Anwendungsgebiete dieser Verfahren hervorgehoben. Abschliessend enthält der Aufsatz Betrachtungen über die Vorrichtungen zur Modulation der Strahlungsbündel und die Beschreibung eines Strömungsmessers für Flüssigkeiten.

DK 621.373.431.2 : 621.373.52

NEGREANU D.:

Hochleitungsgeneratoren mit Selbsterregung und Transistoren

Automatica şi Electronica *5* (1961) H. 4, S. 164—175

Die Arbeitsweise der Generatoren mit Selbsterregung und Transistoren wird analysiert, wobei vor allem auf das Erzeugen der Kraftimpulse Bezug genommen wird. Ferner werden die Beziehungen festgesetzt, die den Verlauf der Prozesse in verschiedenen Etappen veranschaulichen. Auf Grund dieser Analyse werden die Verfahren zur Auswahl des Transistors, der Montage, wie auch die Berechnungsverfahren des Stromkreises angegeben, die in experimenteller Weise geprüft wurden.

DK 621.318.56

SEGAL A.:

Das Projektieren von Registern mit Magnetringen.

Automatica şi Electronica *5* (1961) H. 4, S. 176—180

Es wird das Projektierungsverfahren der Register mit Magnetringen und die experimentellen Ergebnisse dargelegt, die mit einem Register bei Verwendung von einheimischen Ferriten erzielt wurden.

DK 621.365.5 : 621.373

DAVIDOVICI M.:

Hochfrequenzgenerator für Induktionsheizung.

Automatica şi Electronica *5* (1961) H. 4, S. 180—185

Es werden die Berechnung und die Bauweise eines Hochfrequenzgenerators beschrieben, der vom Verfasser im Bukarester Institut für Atomphysik für Induktionsheizung bei Entgasung entwickelt wurde.

NOTEN

ANTOHI C.:

Automatische Temperaturreglung bei Presswerkzeugen zur Metallpulververarbeitung.

Automatica şi Electronica *5* (1961) H. 4, S. 185—189

Es wird das Problem der Erwärmung der Presswerkzeuge und die automatische Reglung dieses Erwärmens untersucht. Anschliessend wird eine zu diesem Zweck im Bukarester Institut für Elektrotechnische Forschung ausgearbeitete und entwickelte Vorrichtung beschrieben.

REFERATE

11-257/63

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. V (p. 145—192) Nr. 4, iulie — august București, 1961

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DÉSZAKOS 1883

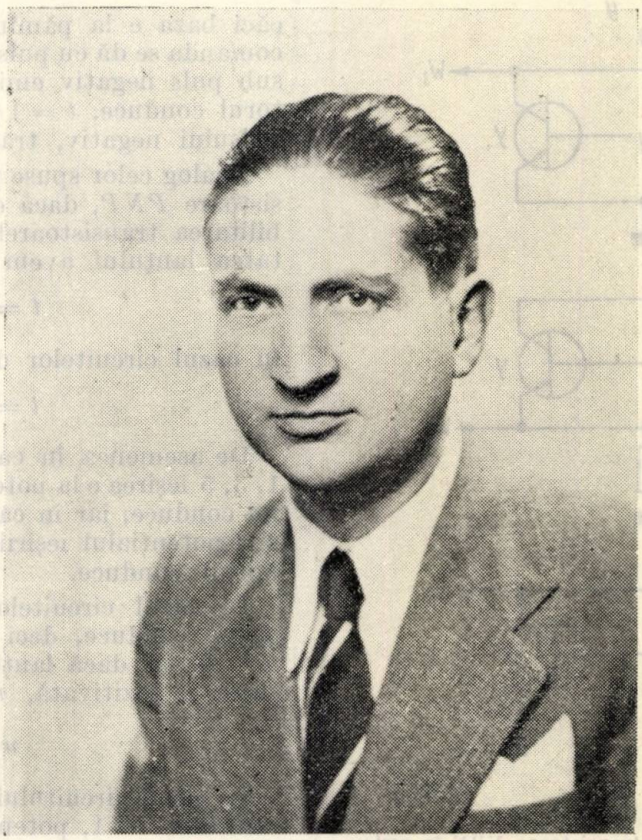
Prof. dr. ing. TUDOR TĂNĂSESCU

În noaptea de 6—7 august s-a stins din viață, după o lungă și grea suferință, prof. dr. ing. Tudor Tănăseseu, membru corespondent al Academiei Republicii Populare Romîne, profesor șef de catedră la Institutul Politehnic București, vice-director al Institutului unificat de cercetări nucleare de la Dubna, șef de secție la Institutul de fizică atomică și membru al Biroului Consiliului Central ASIT.

Prof. dr. ing. Tudor Tănăseseu s-a născut la 2 martie 1901 în București. A urmat Școala Politehnică din București obținînd titlul de inginer în 1923 și de asemenea licența în matematică la Facultatea de Științe a Universității din București. În anul 1927 se specializează în radiotehnică la Colegiul Marconi din Anglia, iar în 1940 obține titlul de doctor inginer în specialitatea electromecanică.

În învățămîntul tehnic superior, la Institutul Politehnic București, a ocupat succesiv toate funcțiile didactice pînă la profesor șef de catedră.

Ca om de știință de seamă, prof. dr. ing. Tudor Tănăseseu, a contribuit prin munca depusă încă de la începutul activității sale la ridicarea nivelului radiotehnicii romînești.



În cadrul Institutului Politehnic București și mai tîrziu ca director adjunct și ca șef de secție la Institutul de fizică atomică el a efectuat numeroase cercetări la nivelul tehnicii mondiale, în domeniul electrotehnicii. Astfel, prof. dr. ing. Tudor Tănăseseu își susține teza de doctorat în anul 1940 în domeniul teoriei și proiectării amplificatoarelor radio de putere, modulate și nemodulate. Continuă cercetările și publică rezultatele la Academia R.P.R. creînd o școală românească în acest domeniu. Un alt cîmp de activitate științifică l-a constituit studiul circuitelor neliniare în general și al oscilatoarelor electronice în special. Aici se remarcă studiile asupra stabilității frecvenței, studii care au fost continuate și de colaboratori. Prof. dr. ing. Tudor Tănăseseu s-a mai preocupat de studiul redresoarelor și de studiul reacției în montajele electronice. Autor a peste 50 lucrări științifice cunoscute în țară și în străinătate a adus numeroase contribuții originale în domeniul circuitelor electronice.

În cadrul Institutului unificat de cercetări nucleare de la Dubna (URSS) unde a activat timp de 3 ani, a condus sectorul metodicii experimentale din laboratorul de cercetări nucleare creînd noi baze tehnice necesare cercetărilor asupra ciocnirilor particulelor la energii foarte mari. Lucrările realizate în acești ani s-au făcut cunoscute și mult apreciate în multe țări ale lumii.

Pentru contribuțiile sale științifice a fost ales membru al mai multor societăți științifice străine.

Eminent profesor, a transmis studenților prin cursurile sale de înaltă valoare teoretică și practică, cunoștințe de specialitate și a crescut numeroase cadre tinere de cercetători. Profesorul Tudor Tănăseseu și-a redactat „Manualul de tuburi și circuite electronice" apărut în Editura Academiei R.P.R. în 3 volume care se remarcă prin prezentarea științifică elegantă, maniera de expunere personală și importantele contribuții originale. De asemenea a elaborat împreună cu colaboratori lucrările „Introducere în electronica industrială" și „Circuite cu transistoare", care constituie valoroase tratate de specialitate. El a fost un militant neobosit pentru introducerea dispozitivelor semiconductoare.

Prof. dr. ing. Tudor Tănăseseu a îmbinat munca de om de știință și profesor cu activitatea pe tărîm obștesc. A deținut funcții de conducere în A.S.I.T. militînd neobosit și cu succes pentru orientarea activității Asociației spre rezolvarea sarcinilor puse de partid în domeniul progresului tehnic. Timp de mai mulți ani a fost redactorul responsabil al revistei „Electrotehnica", iar mai tîrziu a fost inițiatorul înființării revistelor „Automatica și electronica" și „Telecomunicații", pe care le-a îndrumat permanent în calitatea de membru în comitetele lor de redacție. A reprezentat Asociația la numeroase congrese și conferințe științifice internaționale.

În anul 1952 a fost ales membru corespondent al Academiei R.P.R. Pentru activitatea sa științifică a fost distins cu „Ordinul Muncii" clasa II-a.

Prin încetarea din viață a profesorului dr. ing. Tudor Tănăseseu știința română pierde un distins profesor și om de știință.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DÉSZAKOS 1883

GRIGORE MOISIL*

Circuite cu transistoare NPN (PARTEA a II-a)

C% 621.382.33

Două transistoare *NPN* pot fi montate în unul din modurile indicate în figurile 1—5 de mai jos.

Ca şi în cazul transistoarelor *PNP*, în cazul transistoarelor *NPN* vom asocia diferitelor punc-

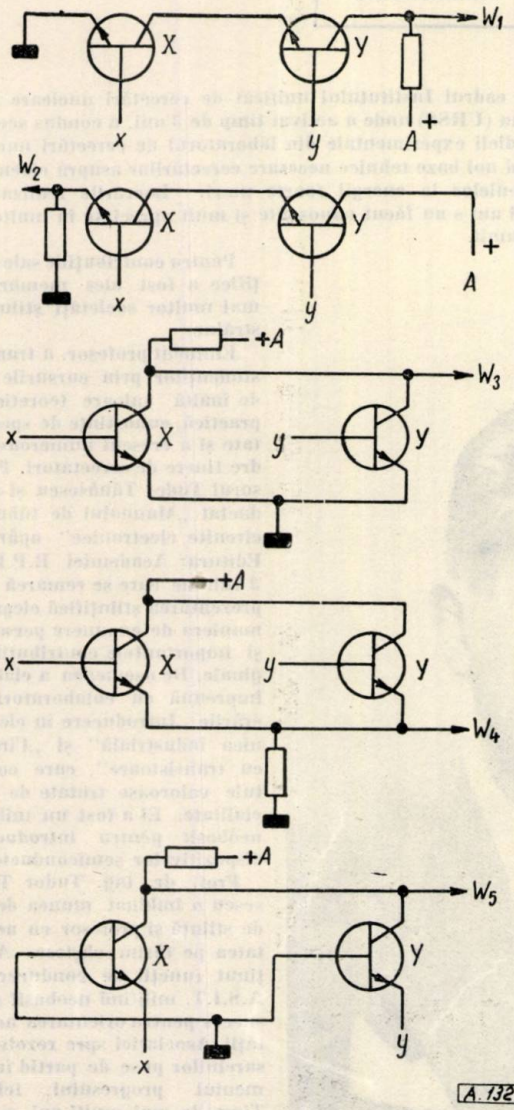


Fig. 1—5. Montaje cu două transistoare *NPN* în serie sau paralel.

te ale circuitelor variabile luînd două valori: 0 cînd potenţialul e scăzut în acel punct, 1 cînd e ridicat. Vom asocia fiecărui transistor T variabila t, care ar lua două valori:

$t = 0$ dacă transistorul nu conduce,
$t = 1$ dacă transistorul conduce.

În cazul comenzii pe bază avem:

$$t = x \tag{1}$$

căci emiterul e la pămînt, colectorul e pozitivat, comanda se dă cu pulsuri pozitive. Dacă $x = 0$ baza e la pămînt, transistorul e blocat, $t = 0$; dacă $x = 1$ baza e pozitivată sub pulsul pozitiv, transistorul conduce, $t = 1$.

În cazul comenzii pe emiter avem:

$$t = \bar{x} \tag{2}$$

căci baza e la pămînt, colectorul e pozitivat, comanda se dă cu pulsuri negative. Dacă $x = 0$, sub puls negativ emiterul e negativat, transistorul conduce, $t = 1$; dacă $x = 1$, în absenţa pulsului negativ, transistorul e blocat, $t = 0$.

Analog celor spuse pentru circuitele cu transistoare *PNP*, dacă emiterul e t_x, t_y conductibilitatea transistoarelor x, y şi t conductibilitatea lanţului avem:

$$t = t_x\, t_y \tag{3}$$

în cazul circuitelor din fig. 3, 4, 5

$$t = t_x \cup t_y \tag{4}$$

De asemenea în cazul circuitelor din figurile 1, 3, 5 ieşirea e la potenţialul din A, dacă lanţul nu conduce, iar în cazul circuitelor din figurile 2, 4 potenţialul ieşirii e potenţialul din A, dacă lanţul conduce.

În cazul circuitelor din fig. 1, dacă $t = 1$ lanţul conduce, deci ieşirea e la pămînt, deci $w = 0$, iar dacă lanţul nu conduce, $t = 0$, ieşirea e pozitivată, $w = 1$, deci

$$w_1 = t \tag{5}$$

În cazul circuitului din fig. 2, 4, dacă lanţul conduce $t = 1$, potenţialul ieşirii e potenţialul din A, deci $w = 1$, iar dacă nu conduce, $t = 0$, potenţialul ieşirii e la pămînt, $w = 0$, deci

$$w_2 = t$$
$$w_4 = t \tag{6}$$

În cazul circuitului din fig. 3, 5, dacă lanţul conduce, $t = 1$, atunci w_3, w_5 sînt la pămînt, deci cu potenţialul scăzut, iar dacă $t = 0$,

* Acad. prof. *Gr. Moisil* este preşedintele Comisiei de automatizare de pe lîngă prezidiul Academiei R.P.R. şi profesor şef de catedră la Universitatea „C. I. Parhon."

lanțul nu conduce, w_3, w_5 cu potențialul pozitiv din A, deci:

$$w_3 = \overline{t} \qquad (7)$$
$$w_5 = \overline{t}$$

Așadar, în cazul circuitului din fig. 1 întrebuințăm formula (5) cu t dat de (4) și t_x, t_y date de (1) deci

$$w_2 = \overline{t_x\, t_y} = \overline{xy}$$

deci

$$w_2 = \overline{x} \cup \overline{y} = x \perp y \qquad (8)$$

În cazul circuitului din fig. 2 întrebuințăm formula (6) cu t dat de (3) și t_x, t_y date de (1) deci,

$$w_2 = t_x\, t_y = xy \qquad (9)$$

În cazul circuitului din fig. 3 întrebuințăm formula (7) cu t dat de (9) și t_x, t_y date de

$$w_3 = \overline{t_x \cup t_y} = \overline{x \cup y}$$

deci

$$w_3 = \overline{xy} = x \top y \qquad (10)$$

În cazul circuitului din fig. 4 întrebuințăm formula (6) la t dat de (4) și t_x, t_x date de (1)

$$w_4 = t_x \cup t_y = x$$

deci

$$w_4 = x \cup y \qquad (11)$$

În cazul circuitului din fig. 5 întrebuințăm formula din (7) cu t dat de (4) și t_x, t_y date de (2)

$$w_5 = \overline{t_x \cup t_y} = \overline{\overline{x} \cup \overline{y}}$$

deci

$$w_5 = xy \qquad (12)$$

Circuitele cu un nivel cu mai multe transistoare NPN corespunzătoare circuitelor din fig. 1—5 sînt cele din fig. 6—10.

Am introdus în capitolul precedent două funcții de x variabile x_1, x_n disjuncția fiind definită prin

$$\bigcup_i x_i = x_1 \cup \ldots \cup x_n = \begin{cases} 0 \text{ dacă } x_1 = \ldots = x_n = 0 \\ 1 \text{ în celelalte cazuri} \end{cases}$$

conjuncția sau produsul $\prod_i x_i$ definit prin

$$\prod_i x_i = x_1 \ldots x_n = \begin{cases} 1 \text{ după } x_2 = \ldots = x_n = 1 \\ 0 \text{ în celelalte cazuri.} \end{cases}$$

Funcțiile lui Shefer sînt definite prin

$$\top_i x_i = x_1 \top \ldots \top x_n = \prod \overline{x_i} = \overline{x_1} \ldots \overline{x_n}$$

$$\perp_i x_i = x_1 \perp \ldots \perp x_n = \bigcup x_i = \overline{x_1} \cup \ldots \cup \overline{x_n}$$

deci

$$x_1 \top \ldots \top x_n = \begin{cases} 1 \text{ dacă } x_1 = \ldots x_n = 0 \\ 0 \text{ în celelalte cazuri} \end{cases}$$

$$x_1 \perp \ldots \perp x_n = \begin{cases} 0 \text{ adică } x_1 = \ldots = x_n = 1 \\ 1 \text{ în celelalte cazuri.} \end{cases}$$

Se arată ușor că conductibilitatea lanțului de transistoare este, pentru circuitele din fig. 6, 7:

$$t = t_1 \ldots t_n \qquad (13)$$

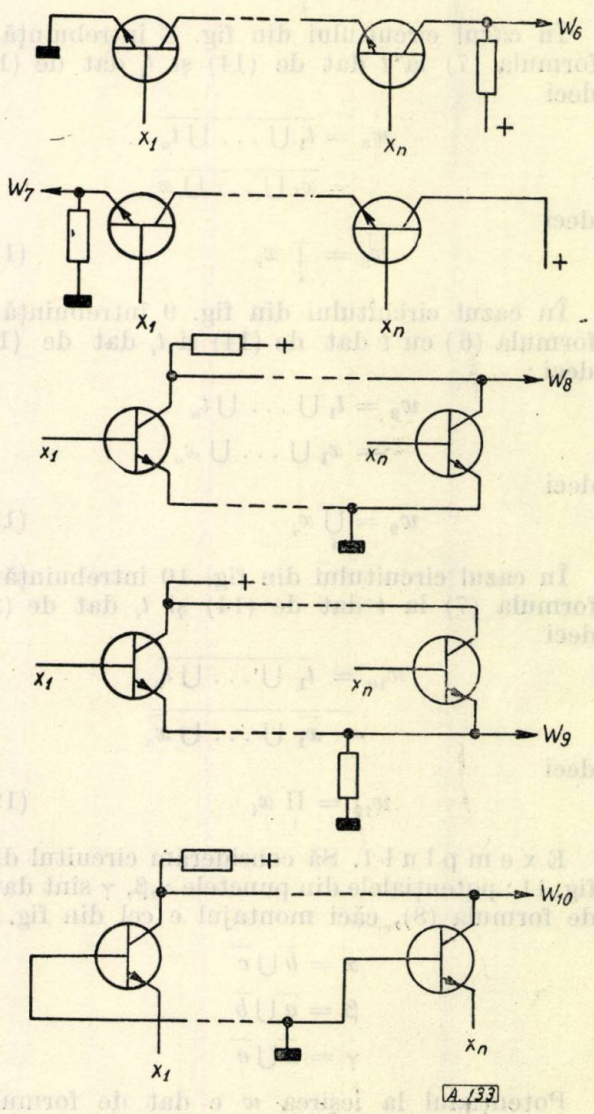


Fig. 6—10. Montaje cu mai multe transistoare în serie sau paralel.

iar cea a lanțului din fig. 8, 9, 10 este

$$t = t_1 \cup \ldots \cup t_n \qquad (14)$$

În cazul circuitului din fig. 6 se va întrebuința formula (5) la t dat de (13) și t_1 dat de (1) deci

$$w_6 = \overline{t_1 \ldots t_n}$$
$$= \overline{x_1 \ldots x_n}$$

deci

$$w_6 = \frac{1}{i}\, x_i \qquad (15)$$

În cazul circuitului din fig. 7 întrebuinţăm formula (6) la t dat de (13) şi t_1 dat de (1), deci

$$w_7 = t_1 \ldots t_n$$
$$= x_1 \ldots x_n$$

deci

$$w_7 = \prod_i x_i \qquad (16)$$

În cazul circuitului din fig. 8 întrebuinţăm formula (7) la t dat de (14) şi t_i dat de (1), deci

$$w_8 = \overline{t_1 \cup \ldots \cup t_n}$$
$$= \overline{x_1 \cup \ldots \cup x_n}$$

deci

$$w_8 = \top_i x_i \qquad (17)$$

În cazul circuitului din fig. 9 întrebuinţăm formula (6) cu t dat de (14) şi t_i dat de (1), deci:

$$w_9 = t_1 \cup \ldots \cup t_n$$
$$= x_1 \cup \ldots \cup x_n$$

deci

$$w_9 = \bigcup_i x_i \qquad (18)$$

În cazul circuitului din fig. 10 întrebuinţăm formula (7) la t dat de (14) şi t_i dat de (2) deci

$$w_{10} = \overline{t_1 \cup \ldots \cup t_n}$$
$$= \overline{\overline{x_1} \cup \ldots \cup \overline{x_n}}$$

deci

$$w_{10} = \prod_i x_i \qquad (19)$$

E x e m p l u l I. Să considerăm circuitul din fig. 11: potenţialele din punctele α, β, γ sînt date de formula (8), căci montajul e cel din fig. 1.

$$\alpha = \overline{b} \cup \overline{c}$$
$$\beta = \overline{a} \cup \overline{b}$$
$$\gamma = \overline{a} \cup \overline{c}$$

Potenţialul la ieşirea w e dat de formula (15), căci montajul e cel din fig. 6

$$w = \overline{\alpha} \cup \overline{\beta} \cup \overline{\gamma}$$

deci

$$w = \overline{\overline{b} \cup \overline{c}} \cup \overline{\overline{a} \cup \overline{b}} \cup \overline{\overline{a} \cup \overline{c}}$$
$$w = bc \cup ab \cup ac$$

Vom observa că sînt valabile formulele

$$x\,(y \cup z) = xy \cup xz$$
$$x \cup yz = (x \cup y)\ (x \cup z)$$

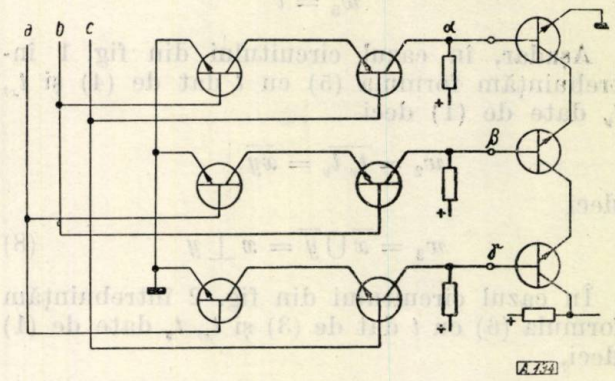


Fig. 11. Montaj cu mai multe transistoare în conexiune serie-paralel.

Prima dă

$$w = bc \cup a\,(b \cup c)$$

iar cea de a doua

$$w = (bc \cup a)\ (bc \cup b \cup c)$$
$$= (b \cup a)\ (c \cup a)\ (b \cup b \cup c)\ (c \cup b \cup c)$$

E valabilă formula

$$t \cup t = t$$

deci*

$$x = (b \cup a)\ (c \cup a)\ (b \cup c)\ (b \cup c)$$
$$= (b \cup a)\ (c \cup a)\ (b \cup c)$$
$$= (b \cup a)\ (a \cup c)\ (a \cup c)$$

Aşadar acest circuit are aceeaşi funcţie de lucru ca cel din fig. 11 din prima parte (vezi Automatica şi Electronica nr. 3/1961). Aşadar concluziile din prima parte sînt valabile.

Potenţialul la ieşire a ridicat ($w = 1$) dacă la cel puţin două intrări potenţialul e ridicat.

Comenzile a, b, c, se dau prin pulsuri pozitive dacă potenţialul la o intrare e ridicat în timpul pulsului, scăzut în timpul pauzei. Deci potenţialul la ieşire e ridicat dacă cel puţin la două intrări avea pulsuri. Ieşirea dă astfel pulsuri pozitive, deoarece în timpul pauzei la intrări acestea sînt de potenţial scăzut, deci ieşirea e la potenţial scăzut. Deci dacă la cel puţin două intrări avem simultan pulsuri pozitive, la ieşire avem un puls pozitiv.

* În calcule ţinem seama că ordinea termenilor x în $x_1 \ldots x_n$ şi în $x_1 \cup \ldots \cup x_n$ nu intervine.

MIOARA CĂLUŞIŢĂ *

Reţelele corectoare din regulatoarele electronice *PID*

CZ 621-523.8 : 621.372.55

Se ştie că orice regulator este format dintr-un dispozitiv de comparaţie şi un amplificator operaţional. În dispozitivul de comparaţie, valoarea măsurată a mărimii reglate (obţinută direct de la traductorul de măsură sau prin intermediul unui adaptor) se compară cu valoarea dorită a mărimii reglate (valoare care se fixează cu un dispozitiv de referinţă) şi se obţine mărimea de acţionare (eroarea care acţionează sau abaterea). Operînd asupra acestei mărimi, în amplificator se realizează mărimea de ieşire a regulatorului (mărimea de conducere) care este într-o relaţie cerută de dinamica procesului reglat cu mărimea de acţionare [1, 2, 3].

Practica a arătat că o mărime de conducere proporţională cu mărimea de acţionare, cu integrala şi derivata ei (comandă *PID*) asigură o reglare convenabilă pentru cazul celor mai multe procese industriale.

Articolul de faţă prezintă cîteva moduri în care se realizează comanda *PID* în regulatoarele electronice moderne.

1. Răspunsul reţelelor *PID*

1.0. Se numeşte reţea *PID* ideală, reţeaua activă sau pasivă care prezintă o funcţie de transfer de forma (1) sau (2)

$$Y(s) = K_p\left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d\, s\right), \qquad (1)$$

$$Y(s) = K_p\left(1 + \frac{1}{T_i s}\right)(1 + T_d s). \qquad (2)$$

Se vede că reţeaua *PID* ideală se caracterizează prin trei parametri : K_p, T_i şi T_d.

Expresiile (1) şi (2) diferă prin $\frac{T_d}{T_i}$, un termen care nu modifică esenţial răspunsul reţelei, iar definiţiile care se dau parametrilor K_p, T_i şi T_d corespund ambelor expresii (1) şi (2).

1.1. K_p este factorul de amplificare. Dacă un sistem de reglare automată are numai comandă proporţională (1) şi (2) devin

$$Y(s) = K_p \qquad (3)$$

Un asemenea sistem se numeşte şi static şi are o eroare staţionară invers proporţională cu factorul de amplificare K_p. Acest considerent a făcut ca uneori în locul lui K_p să se utilizeze o mărime invers proporţională cu aceasta, numită bandă de proporţionalitate.

Banda de proporţionalitate este cîtul dintre semnalul de intrare raportat la semnalul maxim de intrare şi semnalul de ieşire corespunzător raportat la semnalul maxim de ieşire, cît exprimat în procente. Cu alte cuvinte, banda de proporţionalitate exprimă cît la sută din semnalul maxim de intrare produce semnalul maxim de ieşire [2].

Definiţia benzii de proporţionalitate s-a dat în ipoteza absenţii (sau suprimării) termenilor derivativ şi integral şi este valabilă şi pentru cazurile cînd mărimile de intrare şi ieşire sînt de naturi diferite, de exemplu intrare electrică şi ieşire pneumatică.

1.2. T_i este timpul de integrare şi se defineşte considerînd răspunsul reţelei la un salt, în ipoteza că acţiunea diferenţială lipseşte (reţeaua este numai *PI*). În acest caz, răspunsul $X_e(t)$ la un salt

$$X_i(t) = A \qquad (4)$$

aplicat la $t = 0$ este :

$$X_e(t) = AK_p\left(1 + \frac{t}{T_i}\right). \qquad (5)$$

Aplicînd la intrarea unei reţele PI un salt, timpul după care semnalul de ieşire creşte dublează faţă de saltul din momentul iniţial [obţinut făcînd $t = 0$ în relaţia (5)], *datorit numai acţiunii proporţionale, se numeşte timp de integrare.* Din (5) se vede că acest timp este egal cu T_i. Uneori (în special în literatura americană) se lucrează cu parametrul $\frac{1}{T_i}$ care se exprimă în repetări pe minut şi arată de cîte ori în decurs de un minut semnalul de ieşire creşte devine mai mare decît semnalul datorit numai comenzii proporţionale [2]*.

1.3. T_d este timpul de derivare şi se defineşte considerînd răspunsul sistemului la un semnal scară (salt de viteză) în ipoteza că acţiunea integrală lipseşte. Fie saltul de viteză aplicat la $t = 0$.

$$X_i(t) = Bt \qquad (6)$$

La ieşire se obţine :

$$X_e(t) = K_p\, B\,(t + T_d) \qquad (7)$$

* Ing. M. CĂLUŞIŢĂ este cercetător la ICET.

* Relaţia (1) arată că reţeaua *PI* ideală asigură o amplificare infinită pentru semnale de frecvenţă zero, adică, după cum arată (4), la apariţia unui semnal de intrare semnalul de ieşire ar creşte liniar pînă la ∞. Practic, cînd semnalul de ieşire depăşeşte o valoare dată, reţeaua devine neliniară şi semnalul se limitează. Dacă considerăm însă funcţionarea reţelei numai în domeniul ei de liniaritate, acest fenomen poate fi neglijat.

Aplicînd la intrarea unei rețele PD un semnal scară, timpul după care semnalul de ieșire cres-

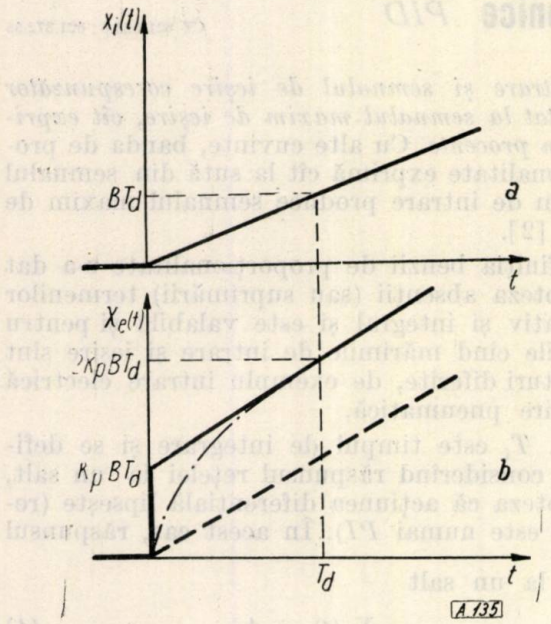


Fig. 1. Răspunsul unei rețele *PD* la semnalul scară :
a — semnalul aplicat la intrare; *b* — cu linie plină s-a trasat răspunsul unei rețele *PD* ideale; cu linie-punct răspunsul rețelei *PD* reale, cu linie întreruptă răspunsul rețelei cînd derivarea lipsește.

cînd, datorită acțiunii proporționale, devine dublu față de saltul inițial [obținut făcînd $t = 0$ în relația (7)] *datorat acțiunii derivative, se numește timp de derivare.*

În fig. 1 se arată răspunsul rețelei *PD* ideale la un semnal scară. Punctat pe același grafic s-a trasat răspunsul unei rețele *P*.

Rețeaua *PD* ideală ar trebui să aibă o amplificare infinită la frecvențe înalte [vezi expresia (1) sau (2)], ceea ce nu se poate realiza fizic și în regulatoarele electronice nici nu este de dorit, deoarece elementele cu amplificare mare la frecvențe înalte sînt nestabile. Din aceste motive vom considera elementul derivator *PD* caracterizat prin funcția de transfer

$$Y(s) = K_p \frac{1 + T_d s}{1 + \frac{T_d}{a} s} . \qquad (8)$$

În care $\frac{T_d}{a}$ este o constantă de timp care limitează amplificarea la frecvențe mai mari de $f = \frac{1}{2\pi \frac{T_d}{a}}$ (fig. 2).

Efectul acestei constante de timp asupra caracteristicii de timp (răspunsul la salt unitar) este limitarea amplificării la momentul $t = 0$. Valoarea răspunsului la salt unitar la $t = 0$ (care se află făcînd $s = \infty$ în expresia funcție de transfer), pentru rețeaua ideală este ∞ iar pentru rețeaua *PD* caracterizată de (8) este $K_p a$.

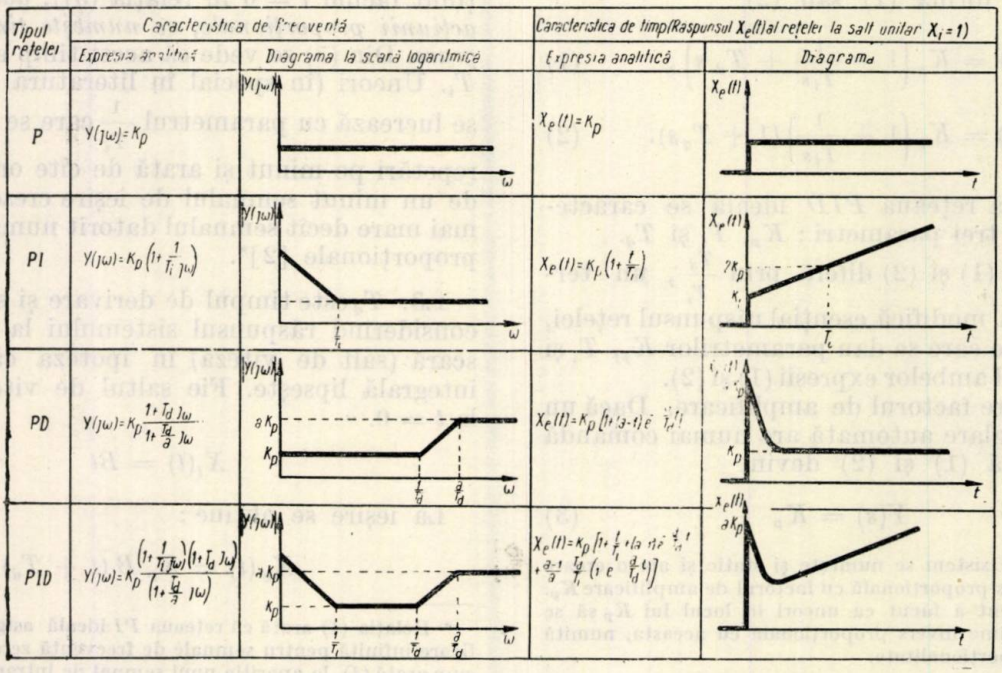


Fig. 2. Caracteristicile rețelelor corectoare din regulatoarele *PID*.

Ţinînd seama de (8) reţeaua *PID* prezintă funcţia de transfer

$$Y(s) = K_p \frac{\left(1+\frac{1}{T_i}s\right)(1+T_d s)^*}{1+\frac{T_d}{a}s}. \qquad (9)$$

În fig. 2 se arată caracteristicile de frecvenţă şi de timp ale reţelelor prezentate mai sus.

2. Diferite moduri de a realiza blocuri cu funcţie de transfer

2.0. Reţelele corectoare pentru regulatoarele electronice *PID* de tip universal unificat [1, 2] se construiesc urmărindu-se să satisfacă mai multe deziderate.

2.0.1. Parametrii (banda de proporţionalitate, timpul de integrare şi timpul de derivare) să poată fi variaţi în tot domeniul cerut de aplicaţii [4].

2.0.2. Reglajul acestor parametri să se facă cu ajutorul a trei comutatoare separate (unul pentru banda de proporţionalitate, altul pentru timpul de integrare şi altul pentru timpul de derivare) şi varierea unuia din parametri să nu afecteze pe ceilalţi **.

2.0.3. Reglajul parametrilor să se facă pe cît posibil prin varierea rezistenţelor.

2.1. În fig. 3 se arată o schemă bloc care corespunde cerinţelor de mai sus [3]. (O astfel de schemă ar putea fi numită de „tip paralel"). Banda de proporţionalitate poate fi reglată variind K_p, amplificarea preamplificatorului A,

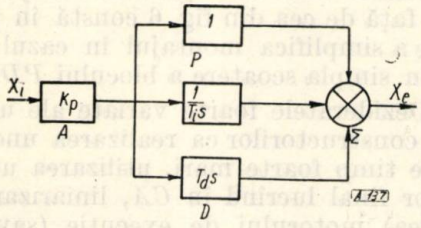


Fig. 3. Schema bloc a unui amplificator operaţional *PID* „de tip paralel".

timpul de integrare şi cel de derivare variind amplificarea integratorului I, respectiv a derivatorului D. Este clar că aceste amplificări pot fi reglate independent cu potenţiometre sau comutatoare cu ploturi. Însumatorul (Σ) poate fi un amplificator cu reacţie. Construirea unui integrator ideal ca cel necesar în fig. 3 este

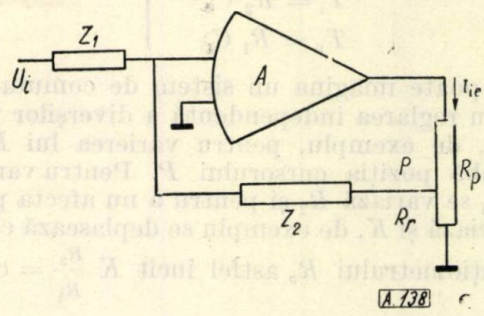


Fig. 4. Schema bloc a unui amplificator operaţional „de tip cu reacţie globală".

uşor de realizat cu un montaj cu dublă triodă ca cel din fig. 12 [5].

Această schemă, care necesită multe elemente în cazul general, poate fi uşor simplificată în cazurile cînd este necesar un regulator P sau PI, prin simpla scoatere a elementelor I şi D sau numai D.

Regulatorul Schappe şi Faeser [3] care corespunde acestei scheme bloc utilizează pentru integrare şi derivare dispozitive speciale (un fel de motoraşe) care asigură la ieşire o tensiune proporţională cu poziţia unghiulară. Însumatorul Σ este electronic.

2.2. Schema tipică de amplificator operaţional pentru regulatoare este arătată în fig. 4. (Această schemă ar putea fi numită de tip cu reacţie globală).

Din teoria amplificatoarelor operaţionale [5] se ştie că, pentru amplificare A suficient de mare, funcţia de transfer între U_p tensiunea punctului de unde se ia reacţia (P din fig. 4) şi U_i tensiunea de intrare este inversa funcţiei căii de reacţie. Deci:

$$\frac{U_p}{U_i} = -\frac{Z_2}{Z_1}. \qquad (10)$$

Dacă

$$U_p = R_r I_{ie} \qquad (11)$$

rezultă înlocuind în (10):

$$\frac{I_e}{U_i} = -\frac{Z_2}{Z_1}\frac{1}{R_r}, \qquad (12)$$

sau scriind într-o formă mai generală (înlocuind I_e cu X_e şi U_i cu X_i)

$$Y(s) = \frac{X_e}{X_i} = -KZ_2 \cdot \frac{1}{Z_1}. \qquad (13)$$

În fig. 5 este arătată schema bloc a amplificatorului operaţional din regulatorul Taylor. Neglijînd efectul capacităţii C_3 şi înlocuind valorile lui Z_2 şi $\frac{1}{Z_1}$ din fig. 5 în (13) se obţine:

$$Y(s) = -K\frac{R_2}{R_1}\left(1+\frac{1}{s\,C_2 R_2}\right)(1+s\,C_1 R_1) \qquad (14)$$

---

* S-au neglijat constantele de timp parazite care taie amplificarea reţelei *PID* la frecvenţă înaltă. Aceste constante pot fi introduse de detectori sensibili la fază, elemente mecanice etc. Uneori se prevede special o corecţie care să taie amplificarea reţelei *PID* la frecvenţele din afara benzii de lucru cerută de dinamica sistemului.

Expresia (9) corespunde funcţiei de transfer realizată în amplificatoarele operaţionale cu reacţie de tipul arătat în fig. 4, amplificatoare care sînt foarte utilizate în regulatoare.

** Gamele care trebuie acoperite fiind mari, etalonarea lor se face la scară logaritmică. Dacă reglarea se face cu un comutator cu ploturi, indicaţiile se prevăd în progresie geometrică.

Identificînd (1.3) cu (2) rezultă :

$$\left.\begin{aligned} K_p &= -K\frac{R_2}{R_1} \\ T_i &= R_2 C_2 \\ T_p &= R_1 C_1 \end{aligned}\right\} \qquad (15)$$

Se poate imagina un sistem de comutatoare pentru reglarea independentă a diverşilor parametri, de exemplu, pentru varierea lui K_p se schimbă poziţia cursorului P. Pentru varierea lui T_i se variază R_2 şi pentru a nu afecta pe K_p se variază şi K, de exemplu se deplasează corpul potenţiometrului R_p astfel încît $K\frac{R_2}{R_1} = \text{const.}$

Pentru o înţelegere mai uşoară să ne imaginăm că R_1, R_2 şi K variază în trepte astfel încît la trecerea de pe un plot pe altul, valoarea rezistenţelor sau a lui K să crească sau să scadă de un număr fix de ori (să presupunem de 1,2 ori). Astfel, deplasînd cursorul P cu un plot în jos, să presupunem că K creşte de 1,2 ori, respectiv deplasînd corpul potenţiometrului în sus, K creşte de acelaşi număr de ori. Se presupune că se doreşte varierea lui T_i cu o poziţie. În acest scop se roteşte comutatorul de integrare cu o poziţie şi R_2 creşte de 1,2 ori. Să presupunem că se deplasează corpul potenţiometrului R_p în jos cu o poziţie, deci se scade K de 1,2 ori. În acest fel $K\frac{R_2}{R_1} = \text{const.}$ deci banda de proporţionalitate nu este afectată. La fel, o creştere a lui T_d deci R_1 ca să nu afecteze pe K_p trebuie să fie însoţită de o deplasare a corpului potenţiometrului cu un pas în sus.

Se vede că un asemenea sistem de comutare cuplată, deşi simplifică schema electronică scăzînd eventual numărul de tuburi necesar, prezintă dificultăţi constructive şi de obicei se bazează pe patente care reprezintă soluţii ingenioase adoptate de diverse firme.

2.3. Este uneori raţional să se facă compromisuri faţă de sistemul 2.2, adică să se complice schema electronică în scopul simplificării construcţiei comutatoarelor, de exemplu, realizînd funcţia de transfer prin mai multe elemente

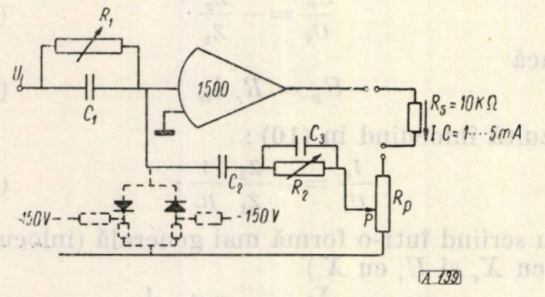


Fig. 5. Amplificatorul operaţional *PID* din regulatorul Taylor.

legate în cascadă, cum se arată în fig. 6 şi 7. (O asemenea schemă s-ar putea numi de tip „cascadă").

Referindu-ne la cazul prezentat mai sus, dificultăţile de cuplarea comutatoarelor ar fi mult mai mici dacă solidar cu cursorul lui R_2 s-ar roti corpul potenţiometrului R_p, iar solidar cu cursorul lui R_1 cursorul lui R_p, banda de proporţionalitate urmînd să fie ajustată dintr-un preamplificator. Regulatorul Evershed Vigno-

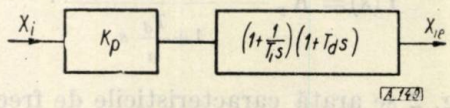


Fig. 6. Schema bloc a unui amplificator operaţional *PID* la care elementul care permite reglarea benzii de proporţionalitate este în serie cu cel care asigură reglarea constantelor de timp.

les foloseşte reglarea benzii de proporţionalitate după o schemă ca cea din fig. 6 [6].

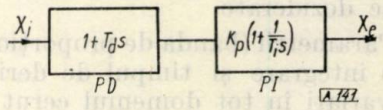


Fig. 7. Schema bloc a unui amplificator operaţional *PID* la care elementul care permite reglarea timpului de derivare este în cascadă cu elementul care asigură reglarea benzii de proporţionalitate şi a timpului de integrare.

O simplificare mai raţională a reglării parametrilor prin montarea de elemente în cascadă este arătată în schema bloc din fig. 7. În blocul *PI*, banda de proporţionalitate şi timpul de integrare pot fi mai uşor variate independent cu un sistem de comutatoare cuplate. Pe de altă parte, se cunosc elemente *PD* la care numai printr-un reglaj de rezistenţe să se varieze timpul de derivare, fără afectarea amplificării. Regulatorul Swartwout are amplificatorul aşa cum arată schema bloc din fig. 7. Avantajul acestei scheme faţă de cea din fig. 6 constă în posibilitatea de a simplifica montajul în cazul reglării *PI*, prin simpla scoatere a blocului *PD* [7].

2.4. Dezideratele foarte variate ale utilizatorilor şi constructorilor ca realizarea unor constante de timp foarte mari, utilizarea unui amplificator final lucrînd în *CA*, liniarizarea (poziţionarea) motorului de execuţie (sau măcar simplificarea blocului pentru poziţionarea motorului de execuţie), transistorizarea regulatorului, etc. au condus la scheme bloc foarte variate.

În fig. 8 se arată schema bloc a „amplificatorului operaţional" din regulatorul *PID* tip RPB 3—4 Teplopribor — Celiabinsk [8]. Montajul care realizează funcţia *PID* (blocurile *R* şi *D*) corespunde schemei bloc din fig. 3. Integrarea se realizează cu amplificatorul A_1 şi motoraşul M_1 prevăzut cu reductorul r_1 şi traductorul inductiv IT_1. Derivarea se reglează cu acelaşi tip de elemente ca şi cele pentru integrare (motor M_2, reductor r_2, traductor inductiv IT_2) montate în bucla de reacţie a amplificatorului A_2. Derivatorul este construit ca bloc *D* aparte de rest, deoarece în cazul regulatorului *PI* acest bloc lipseşte, utilizîndu-se numai blocul *R*. Mărimea

de acţionare, integrala şi derivata ei obţinute fiecare separat (aşa cum s-a arătat) se însumează în amplificatorul A_3. Pentru îmbunătăţirea funcţionării s-au prevăzut două reacţii rigide de la blocul de execuţie *BE* (care nu exis-

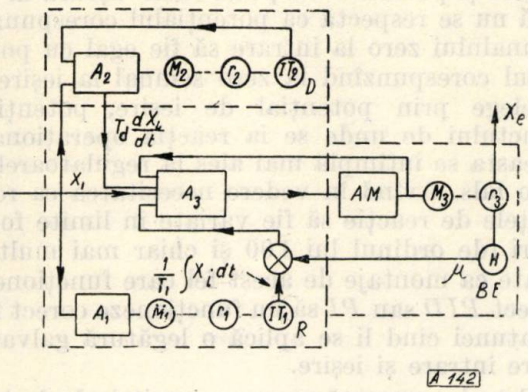


Fig. 8. Schema bloc a regulatorului *PID* tip RPB Teplopribor.

tau în fig. 3). Reacţia de la ieşirea amplificatorului magnetic *AM* la intrarea amplificatorului electronic însumator A_3 liniarizează şi îmbunătăţeşte caracteristica amplificatoarelor A_3 şi *AM*. Reacţia de la ieşirea reductorului r_3 efectuată prin elementul de reacţie *H*, poziţionează motorul de execuţie M_3 (îi anulează efectul de integrare liniarizînd relaţia dintre unghiul de ieşire şi tensiunea de intrare).

În fig. 9 se arată un regulator *PID* cu poziţioner utilizînd un modulator magnetic [9].

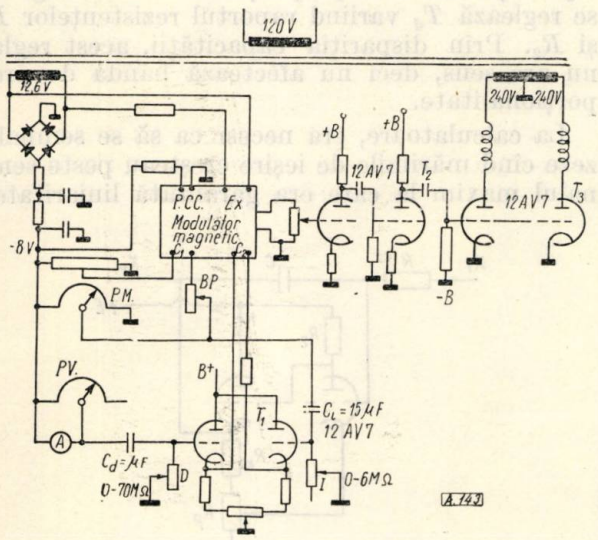


Fig. 9. Regulator *PID* cu poziţioner utilizînd un modulator magnetic.

S-au notat; *PM* – potenţiometrul înregistrator al mărimii reglate; *PV* – potenţiometrul indicînd deschiderea vanei; *BP* – potenţiometrul de reglarea benzii de proporţionalitate; *D* – potenţiometru de reglarea timpului de derivare; *I* – potenţiometru de reglarea timpului de integrare.
A – instrumentul indicînd deschiderea vanei; *R* – releul care acţionează motorul de execuţie (care deschide vana).
Înfăşurările modulatorului magnetic s-au notat: *PCC* – premagnetizarea de *CC*; *Ex* – excitaţia pe 60 Hz; C_1 – înfăşurarea de comandă proporţională; C_2 – înfăşurarea de comandă derivativă şi integrală.

În fig. 10 se arată schema echivalentă. Se vede că din punct de vedere al funcţiei de transfer se pot considera două elemente în cascadă: un element *PD* realizat prin însumarea semnalului de abatere cu derivata acestui semnal şi un element *PI*. Este de menţionat că parametrul *K* este mereu subunitar. Elementul *PI* este realizat montînd în bucla de reacţie un circuit activ identic cu cel utilizat la derivare în calea directă. Elementul *PI* conţine în calea amplificării directe un amplificator *A*, un releu *R* şi motorul *M* de execuţie a vanei, deci acest montaj realizează cu aceeaşi reacţie funcţia *PI* şi poziţionarea motorului. Demonstrativ, pentru a pune în evidenţă cele două elemente în cascadă (*PD* şi *PI*) însumatorul Σ a fost reprezentat în fig. 10 prin două însumatoare (unul aparţinînd lui *PD* şi altul lui *PI*). În realitate, aşa cum se vede în fig. 9, semnalul X_d se însumează întîi cu X_r cu ajutorul celor două jumătăţi ale tubului T_1 şi apoi se însumează în modulatorul magnetic cu X_p. Asigurînd la ieşire un semnal alternativ, modulatorul magnetic a permis uti-

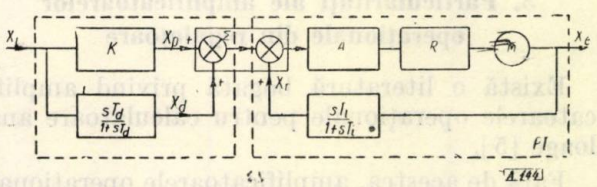


Fig. 10. Schema bloc a „amplificatorului operaţional" din regulatorul *PID* cu poziţioner arătat în figura 9.

lizarea amplificatorului de putere de tensiune alternativă cu tuburile T_2 şi T_3, care nu pune condiţii speciale de precizie. Acest amplificator ar putea fi uşor transistorizat, rămînînd să se păstreze tuburile numai pe calea de reacţie, tendinţă care s-a făcut simţită în unele construcţii de regulatoare.

În fig. 11 se arată schema bloc a amplificatorului operaţional cu tuburi şi transistoare din regulatorul Manning [2]. În principiu această schemă bloc corespunde celei arătate la 2.2., dar prezintă unele particularităţi.

Abaterea obţinută în dispozitivul electromagnetic *EM* sub forma deplasării unei pîrghii *P* variază o capacitate din oscilatorul cu două transistoare de putere *AO* (amplificator oscilator). În acest fel se schimbă condiţia de oscilare şi deci şi curentul mediu care este tocmai curentul de ieşire al regulatorului. Sistemul destul de neliniar se liniarizează şi i se realizează caracteristica *PID* printr-o reacţie operaţională *RO* cu reţea corectoare activă (cu o dublă triodă). Pentru însumarea reacţiei cu semnalul se foloseşte tot dispozitivul electromagnetic amintit (care constituie şi dispozitivul de comparaţie al regulatorului).

Regulatorul este destul de precis deoarece sistemul de amplificator oscilator şi reacţie cu compensare de forţe asigură amplificare mare. Transistoarele sînt utilizate în calea amplificării directe, unde nu este necesar să prezinte

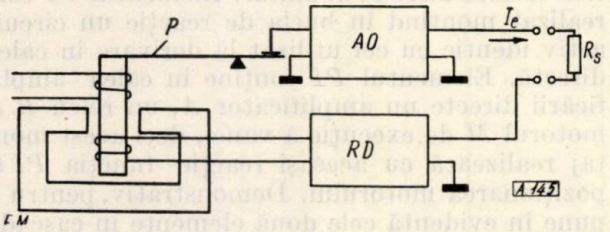


Fig. 11. Schema bloc a „amplificatorului *PID*" din regulatorul Manning.

stabilitate prea mare, asigură un curent suficient de mare pe o impedanţă scăzută şi au randament bun. Circuitul de reacţie, păstrînd tuburi, permite realizarea caracteristicii *PID* prin metodele obişnuite.

3. Particularităţi ale amplificatoarelor operaţionale din regulatoare

Există o literatură bogată privind amplificatoarele operaţionale pentru calculatoare analoage [5].

Faţă de acestea, amplificatoarele operaţionale din regulatoarele automate prezintă cîteva particularităţi. Astfel, pe cînd în dezvoltarea montajelor destinate calculatoarelor s-a urmărit îndeosebi precizia, la amplificatoarele pentru regulatoare s-a mers pe linia simplificării schemelor, a reducerii la minimum a numărului de tuburi şi a numărului tensiunilor de polarizare, urmărindu-se reducerea posibilităţilor de defectare sau dereglare, chiar cu sacrificiul preciziei.

Deşi, aşa cum s-a arătat, se utilizează şi reţele corectoare montate în bucla amplificării directe (derivatorul din fig. 9, integratorul din fig. 8), montajul devenit clasic este amplificatorul operaţional cu reţeaua corectoare în calea de reacţie (de tipul celui arătat în fig. 4).

Amplificatoarelor *PI* sau *I* se construiesc de obicei cu 2 tuburi. Pentru micşorarea erorii de calibrare * se măreşte amplificarea în buclă deschisă prin reacţii pozitive locale [5]. Cum amplificatoarele *I* şi *PI* sînt destul de stabile, această reacţie pozitivă poate fi împinsă pînă aproape de limita de basculare. În fig. 12 este arătat un astfel de integrator. Reacţia pozitivă se variază cu potenţiometrul R_p.

* Amplificatorul operaţional se etalonează în ipoteza că funcţia de transfer este egală cu inversa funcţiei de transfer a reacţiei (reţelei corectoare). Această ipoteză este adevărată dacă amplificarea în buclă deschisă este infinită. Cînd această condiţie nu este îndeplinită apare o „eroare de calibrare".

La derivatoare, reacţia pozitivă nu este indicată din cauza stabilităţii proaste a acestor montaje la frecvenţe relativ înalte.

Tot în scopul simplificării (micşorarea numărului de tensiuni de polarizare în primul rînd) şi uneori şi pentru o adaptare mai uşoară la sarcină nu se respectă ca potenţialul corespunzînd semnalului zero la intrare să fie egal cu potenţialul corespunzînd la zero semnal la ieşire (se înţelege prin potenţial de ieşire, potenţialul punctului de unde se ia reacţia operaţională). Aceasta se întîmplă mai ales la regulatoarele cu zero fals. Avînd în vedere necesitatea ca rezistenţele de reacţie să fie variate în limite foarte mari (de ordinul lui 100 şi chiar mai mult) se poate ca montaje de acest fel care funcţionează corect *PID* sau *PI* să nu funcţioneze corect fără *I*, atunci cînd li se aplică o legătură galvanică între intrare şi ieşire.

Este interesantă pentru circuitele de derivare observaţia că dacă se variază o constantă de timp făcînd reglaje care, dacă ar dispare toate capacităţile din montaj, nu ar influenţa schema aleasă, atunci acel reglaj de constantă de timp nu afectează banda de proporţionalitate. (Acest lucru se explică prin aceea că dispariţia capacităţilor echivalează cu a face în funcţia de transfer $\frac{1}{Cs} = \infty$ deci $s = 0$, ceea ce corespunde regimului staţionar.) În fig. 13 şi 14 se arată două derivatoare. În fig. 13, timpul de derivare se reglează variind R_d. La dispariţia capacităţii se vede că varierea lui R_d influenţează funcţionarea, deci un astfel de reglaj afectează atît pe T_d cît şi banda de proporţionalitate. În fig. 14 se reglează T_d variind raportul rezistenţelor R_1 şi R_2. Prin dispariţia capacităţii, acest reglaj nu are sens, deci nu afectează banda de proporţionalitate.

La calculatoare, era necesr ca să se semnalizeze cînd mărimile de ieşire creşteau peste semnalul maxim la care era garantată liniaritatea

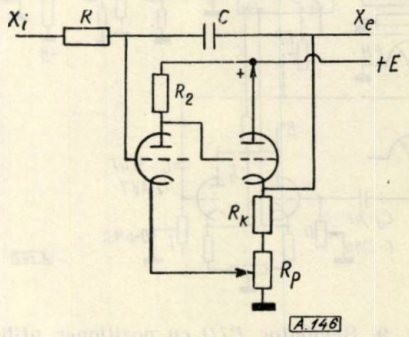


Fig. 12. Amplificator integrator.

elementelor, deci precizia calculului. La regulatoare, este necesară limitarea semnalului maxim, mai exact limitarea tensiunii la bornele capacităţilor pentru a limita supravegherea. Un astfel de

circuit este arătat punctat în fig. 5. Alteori se proiectează chiar montajele în aşa fel încît să limiteze tensiunea de ieşire [7]. În cazul regulatoarelor nu este vorba de a mărgini funcţionarea

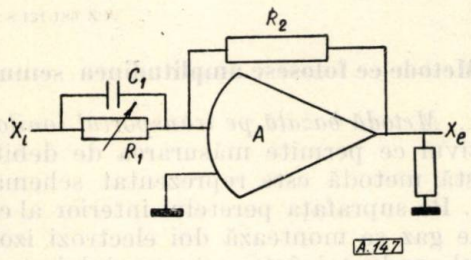


Fig. 13. Amplificator *PD* la care reglarea timpului de derivare se face variind rezistenţa R_1 şi afectează banda de proporţionalitate.

la un domeniu liniar, ci este o tendinţă de a îmbunătăţi sistemul liniar introducîndu-i o neliniaritate, deoarece, precum se ştie, sistemele neliniare pot asigura performanţe mai bune decît cele liniare.

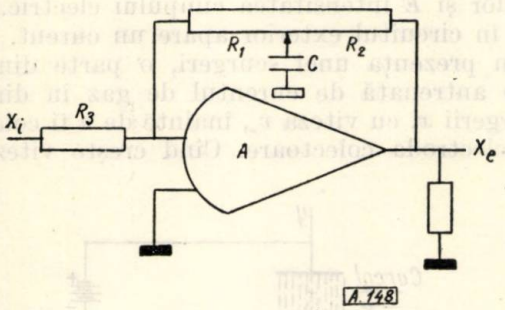


Fig. 14. Amplificator *PD* la care reglarea timpului de derivare se face variind $\frac{R_1}{R_2}$ fără să fie afectată banda de proporţionalitate.

4. Concluzii

În articol nu s-a insistat asupra reţelelor corectoare *RC* în sine, deoarece problema sub acest aspect este mult studiată şi cunoscută [10]. S-au arătat numai cîteva din aspectele legate de utilizarea reţelelor corectoare în construcţia regulatoarelor *PID* de tip universal unificat (construcţie pe bază de blocuri interşanjabile).

Reţelele corectoare ridică multe probleme actuale ca de pildă reţelele corectoare pentru sisteme neliniare, problemă interesantă, importantă şi mai puţin studiată.

Nu au putut fi înfăţişate toate aspectele şi nici nu s-au putut aprofunda toate chestiunile citate deoarece, dată fiind varietatea şi importanţa acestei probleme, o prezentare completă depăşea cadrul unui articol.

BIBLIOGRAFIE

[1] HERSCOVICI H., CĂLUSIŢĂ M., ŞERBAN R. : *Tendinţe moderne în construcţia regulatoarelor automate electronice.* Automatica şi Electronica **4** (1960) nr. 2, 65—70.

[2] HARRY R. K. : *Electronic Process Control Systems.* Control Engineering **5** (1958) nr. 11 (nov.) p. 81—96.

[3] BALCAR J. : *Spojité electriké regulátory.* Elektrotechnický Obzor **45** (1956) cis 11, 61—67.

[4] MIRONOV V. D. : *O tehniceskih tebovaniiah k avtomaticeskim reguliatoram obşcepromîşlennovo naznaceniia.* Priborostroenie 1959 nr. 12, 7—8.

[5] KORN G. A., KORN T. M. : *Elektronnîie modeliruiuşcie ustroistva (na postoiannom toke).* Izd. Inostrannoi literaturî Moscova 1955.

[6] BARLOW D., MAY E. D. : *What's Available in Europe for Electronic Process Control.* Control Engineering **7** (1960) nr. 6, 103—107, nr. 8, 107—111, nr. 10, 105—108.

[7] Prospectele Companiei Swartwout Cleveland (Ohio)

[8] KRUG, E. K., MININA O.M. : *Beskontaktnie elektriceskie reguliatorî.* Priborostroenie (1959) 3, 11—13.

[9] BULLEN C. V. : *Triple Action Positioning Controller using a Magnetic Modulator.* Communication and Electronics **78** (1959) nr. 40, 785—787.

[10] *Korrektiruiuşcie ţepi v Avtomatike* (Sbornik perevodo v statei) Moscova Inostrannoi literaturî 1954.

[11] KRUG T. K., KRUG E. K. : *Elektriceskie korrektiruiuşcie elementî v shemeh avtomaticeskovo kontrolia i regulirovania.*

GHEORGHE VĂSARU *

Metode de măsurare a debitelor de gaze și lichide cu ajutorul izotopilor radioactivi

CZ 681.121.8 : 621.039.

Respectarea riguroasă a proceselor tehnologice și introducerea pe scară largă a automatizării în procesul de producție, constituie trăsăturile esențiale ale industriei moderne. Un loc important în această direcție îl joacă măsurătorile diferiților parametri, printre care se numără și debitele de gaze și lichide.

Exigențele noi impuse aparatelor de măsură, control și reglare a debitelor, relativ la precizie, stabilitatea indicațiilor, siguranța în funcționare și simplitatea deservirii, au dus la o dezvoltare considerabilă a metodelor de măsurare fără contact.

Pe lîngă metodele pe bază de ultrasunete sau electro-inductive (ce permit acest fel de măsurătoare), s-au dezvoltat în ultima vreme metode noi pe bază de izotopi radioactivi. Aceste metode răspund exigențelor amintite, devenind deosebit de avantajoase în unele ramuri ale industriei.

În lucrarea de față, vom face o sinteză a metodelor de măsurare fără contact a debitelor de gaze și lichide cu ajutorul izotopilor radioactivi, menționînd avantajele și domeniile de aplicare ale acestora.

I. DEBITMETRE PENTRU GAZE

Principiul de lucru al acestor debitmetre este următorul: într-un anumit punct al mediului de scurgere și la un anumit moment, se injectează un trasor radioactiv sau se produce ionizarea unui mic element de volum, cu un agent ionizant oarecare. Trasorul sau „norul ionic" ce se deplasează odată cu mediul de scurgere se înregistrează de către o instalație specială, atunci cînd trece prin fața unor electrode colectoare situate în aval. Cunoscînd distanța dintre locul de injecție al trasorului (sau de naștere al norului ionic) și electrodele colectoare, precum și timpul de parcurgere al acestei distanțe de către trasor (sau norul ionic), se poate calcula viteza medie și implicit debitul mediului de scurgere.

Toate metodele de măsurare a debitelor de gaze pe bază de radioizotopi pot fi împărțite în două categorii:

1. Metode ce folosesc amplitudinea semnalelor (ce depinde de debit).

2. Metode ce folosesc frecvența sau intervalul de timp între două semnale.

* GH. VĂSARU este cercetător la Institutul de Fizică Atomică, secția Cluj.

1. Metode ce folosesc amplitudinea semnalelor

1.1. *Metodă bazată pe transportul ionilor.* Dispozitivul ce permite măsurarea de debite prin această metodă este reprezentat schematic în fig. 1. Pe suprafața peretelui interior al conductei de gaz se montează doi electrozi izolați de corpul conductei, între care se stabilește o diferență de potențial U [1, 2]. Pe unul din electrozi se depune un strat subțire de izotop radioactiv S care ionizează spațiul dintre electrozi. În absența scurgerii gazului prin conductă, ionii formați se deplasează sub acțiunea forțelor cîmpului electric în direcția liniilor de forță, cu viteza $v_y = kE$, unde k este mobilitatea ionilor și E intensitatea cîmpului electric. Astfel, în circuitul exterior apare un curent.

În prezența unei scurgeri, o parte din ioni este antrenată de curentul de gaz în direcția scurgerii x, cu viteza v_x, înainte de a fi colectați de electroda colectoare. Cînd crește viteza de

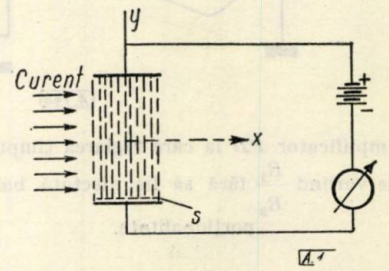


Fig. 1. Schema principială a dispozitivului de măsurare a debitului prin metoda transportului de ioni

scurgere a gazului și U = const, numărul ionilor antrenați de gaz crește, ceea ce duce la o scădere corespunzătoare a curentului din circuit. Instrumentul din circuit se poate etalona direct în unități de viteză sau de debit.

Dependența curentului de ionizare I_0 pe porțiunea lineară a caracteristicii tensiune — curent a unei camere de ionizare plane (cazul nostru), față de viteza de scurgere a gazului v_x, lungimea camerei l, intensitatea E a cîmpului electric, mobilitatea k a ionilor, coeficientul de recombinare α al ionilor, intensitatea N_0 a radiației, numărul de ioni n_0 în unitatea de volum (pentru $E = 0$, $v_x = 0$) și distanța y de la electrodul considerat este dată de relația [3]:

$$I_0 = 2en_0\left[kE - \frac{2v_x kE}{\sqrt{v_x^2 + 4l^2\alpha N_0 \operatorname{ctg} h\,\omega y - 2l\alpha n_0 + v_x}}\right], \quad (1)$$

unde

$$\omega = \frac{\sqrt{v_x^2 + 4\,l^2 \alpha N_0}}{2\,k\,El},$$

e fiind sarcina electronului.

Faptul că în relaţia (1) apare mobilitatea ionilor k şi coeficientul de recombinare α, mărimi care depind de starea gazului (temperatură, umiditate, compoziţie, etc.) face ca precizia măsurătorii să scadă. Acestui neajuns i se mai adaugă dependenţa lineară a indicaţiilor instrumentului de măsură de valoarea tensiunii de alimentare şi de variaţia activităţii sursei radioactive. Aceşti factori pot fi eliminaţi prin utilizarea schemelor de compensare.

Dificultăţile ce apar în practică la construirea unor astfel de scheme de mare sensibilitate fac însă ca această metodă să nu fie utilizată decît în cazuri speciale.

1.2. *Metodă bazată pe fenomenul de recombinare.* În această variantă izotopul radioactiv se aplică pe peretele interior al conductei de scurgere sau pe o electrodă suport în curentul de gaz [4].

Pe electroda colectoare *1* se aplică un potenţial electric de la un redresor situat în blocul de măsură *2* (fig. 2). În absenţa scurgerii gazului curentul prin circuit este nul, deoarece ionii ce se formează în vecinătatea sursei nu sînt antrenaţi spre electroda colectoare şi se recombină. În prezenţa scurgerii, o parte din ionii formaţi ajung în vecinătatea electrodei colectoare, dînd naştere unui curent mic în circuitul colectorului; o altă parte se recombină pe distanţa sursă-electrodă colectoare.

Cu creşterea vitezei de scurgere a gazului, numărul ionilor ce se recombină scade, aşa că densitatea de volum a acestora în vecinătatea electrodei creşte. Prin urmare, creşte corespunzător şi curentul în circuit. La o anumită viteză de scurgere se ajunge însă ca recombinarea să nu mai aibă loc şi deci ca valoarea curentului din circuitul colector să nu depindă de debit.

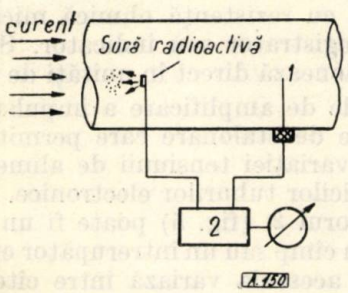


Fig. 2. Schema principială a debitmetrului ce utilizează fenomenul de recombinare.

Faptul că curentul din circuitul colector este determinat de activitatea sursei şi de recombinarea ionilor, face ca această metodă să fie aplicabilă debitelor mici de gaze.

Pentru ca dependenţa curentului din circuitul electrodei colectoare faţă de viteza de scurgere, să fie lineară, este necesar (în cazul utilizării

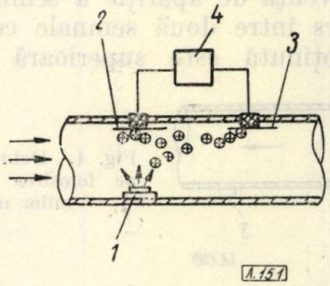


Fig. 3. Dispozitiv pentru măsurarea vitezelor mari de scurgere.

radiaţiilor beta) ca în relaţia ce determină recombinarea ionilor în unitatea de volum

$$n = \frac{n_0}{1 + \alpha n_0 t}, \qquad (2)$$

factorul $\alpha n_0 t \gg 1$. În acest caz unitatea poate fi neglijată şi relaţia (2) devine

$$n = \frac{1}{\alpha t} = \frac{v_x}{\alpha s}. \qquad (3)$$

În relaţiile de sus n_0 este numărul perechilor de ioni din unitatea de volum la $t=0$, α — coeficientul de recombinare, t — timpul necesar pentru parcurgerea distanţei s dintre sursă şi colector cu viteza v_x.

În acest caz pentru o sursă dată şi pentru viteze mici de scurgere, curba de etalonare va fi o dreaptă iar viteza se determină din relaţia

$$v_x = \frac{s}{t}. \qquad (4)$$

Determinarea lui t trebuie făcută cu mare precizie. În acest scop se utilizează dispozitive speciale.

Pentru măsurarea vitezelor mari de scurgere se poate folosi schema din fig. 3 [5]. Dispunerea sursei *1* şi a electrozilor *2* şi *3* se vede clar din figură. În prezenţa unei diferenţe de potenţial aplicată pe electrodele colectoare, prin circuit va trece un curent chiar în absenţa unei scurgeri. Echilibrarea acestuia se face cu ajutorul unei scheme diferenţiale *4*.

În prezenţa unei scurgeri de gaz prin conductă cu o viteză comparabilă cu cea de mişcare a ionilor în gaz, numărul ionilor ce ajung pe electroda *3* va creşte, iar numărul celor ce ajung pe electroda *2* va scădea. Dezechilibrul apărut poate servi la o măsurare a vitezei de scurgere a gazului şi deci a debitului.

2. Metode bazate pe frecvenţă sau intervalul de timp dintre două semnale

La aceste metode parametrul esenţial îl constituie frecvenţa de apariţie a semnalului sau timpul scurs între două semnale consecutive. Precizia obţinută este superioară metodelor

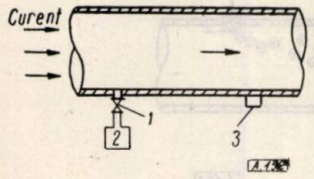


Fig. 4. Debitmetru bazat pe folosirea metodei atomilor marcaţi.

bazate pe amplitudinea semnalului deoarece indicaţiile nu depind de dezintegrarea izotopilor ci de alţi factori externi [6].

2.1. *Metoda atomilor marcaţi.* Dispozitivul experimental ce utilizează această metodă este reprezentat în fig. 4 [7]. Prin deschiderea robinetului *1* situat la extremitatea conteinerului *2* ce conţine substanţa radioactivă, se injectează într-un anumit moment o oarecare cantitate din această substanţă, în mediul de scurgere. Cunoscînd precis timpul la care s-a făcut injecţia şi timpul la care „pachetul" de substanţă radioactivă a trecut prin faţa receptorului *3*, precum şi distanţa de la punctul de injecţie la receptor, se pot determina cu uşurinţă viteza şi debitul gazului.

Metoda atomilor marcaţi elimină inconvenientele metodelor expuse anterior, dar prezintă şi unele neajunsuri şi anume :

— consum permanent de substanţă radioactivă,

— contaminarea mediului cercetat cu substanţe radioactive,

— necesitatea introducerii prealabile a izotopilor în mediul de măsurat,

— controlul incomod al automatizării.

2.2. *Metoda moleculelor ionizate.* Rezultate bune au fost obţinute în cadrul Institutului de

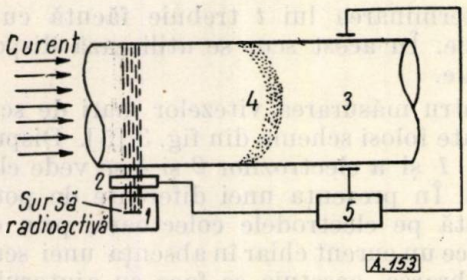


Fig. 5. Debitmetru bazat pe folosirea metodei moleculelor marcate.

Automatizare şi Telemecanică al Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S. prin utilizarea metodei moleculelor ionizate, pentru măsurarea vitezelor de scurgere şi reglarea automată a debitelor de gaze [8].

Această metodă conservă avantajele metodei atomilor marcaţi însă este lipsită de inconvenientele acesteia. Aici sursa radioactivă este situată în afara conductei de scurgere, în conteinerul *1*, deci nu are contact direct cu mediul de scurgere (fig. 5).

Fluxul de particule emise de această sursă în direcţia conductei de scurgere este colimat şi apoi modulat cu dispozitivul de modulare *2*, aşa că pătrunderea lui în conductă se face intermitent pentru perioade scurte de timp. În consecinţă, în conductă vor lua naştere periodic „pachete de ioni" *4*, care vor fi antrenate de către mediul de scurgere. Un receptor situat în aval, *5*, înregistrează momentul trecerii pachetului ionizat, iar în dispozitiv special indică timpul scurs între momentul formării pachetului şi acela al trecerii prin faţa electrodelor colectoare, *3*.

În fig. 6 este redată schema bloc a dispozitivului special de măsurare a timpului [6]. Impulsul *a* de la ieşirea din modulator ce corespunde începutului măsurării timpului declanşează un multivibrator (releu basculant) *1*, iar impulsul *b* decalat în timp de la ieşirea amplificatorului de impulsuri din circuitul receptorului readuce releul în poziţia iniţială (blocat). Astfel durata impulsului *c* de la ieşirea din releul basculant devine egală cu timpul necesar pentru ca pachetul ionic să parcurgă distanţa dintre ionizator şi electroda colectoare. Acest impuls ajunge în generatorul de tensiune în dinţi de ferăstrău *2*, a cărui amplitudine este proporţională cu timpul deplasării pachetului ionic. Redresarea tensiunii în dinţi de ferestrău se face cu ajutorul unei diode cu cristal *3*; această tensiune se trimite prin etajul de ieşire *4*, cu rezistenţă ohmică mică *5*, la un aparat înregistrator sau indicator. Scara acestuia se etalonează direct în unităţi de debit.

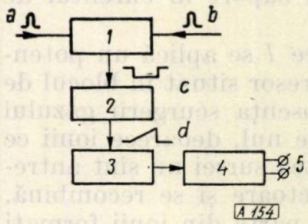


Fig. 6. Schema bloc a instalaţiei de măsurare a timpului.

În etajele de amplificare a impulsului există o instalaţie de etalonare care permite evitarea influenţei variaţiei tensiunii de alimentare şi a caracteristicilor tuburilor electronice.

Modulatorul *2* (fig. 5) poate fi un obturator mecanic, în cîmp sau un întrerupător cu vibrator. Frecvenţa acestuia variază între cîteva zeci şi cîteva sute de Hz.

De remarcat este faptul că în această metodă izotopul se consumă numai prin dezintegrare naturală şi nu vine în contact direct cu mediul de scurgere ca în cazul metodei atomilor marcaţi.

Limitarea esenţială a acestei metode se datoreşte vieţii scurte a moleculelor ionizate (de cîteva secunde sau zecimi de secundă) datorită

efectului de recombinare. Prin urmare această metodă poate fi folosită în cazurile în care timpul necesar parcurgerii distanţei ionizator-receptor este mult mai mic decît timpul necesar recombinării. Cu un dispozitiv similar s-a reuşit să se măsoare debite cuprinse între 1—3 m²/oră, cu o eroare sub 2,5%.

Ideia folosirii acestei metode a luat naştere în urmă cu cîţiva ani [9, 10] însă datorită faptului că pentru obţinerea ionilor nu se întrevedea folosirea izotopilor radioactivi ci descărcările electrice ce complicau şi limitau posibilităţile de măsurare, nu şi-a găsit aplicaţii pe scară mare.

În vederea stabilirii posibilităţilor acestei metode, Sumilovski şi Meltzer [11] au utilizat schema din fig. 7. Pentru a avea un ionizator puternic s-a utilizat un preparat α-activ, *S*. În faţa

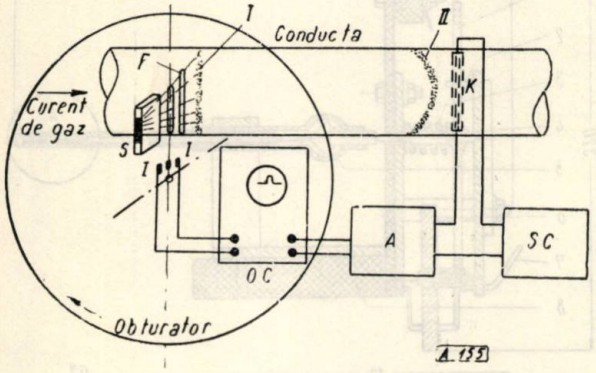


Fig. 7. Schema bloc a instalaţiei de măsurare a debitului de gaz.

acestui preparat s-a practicat o fantă *F* în peretele conductei. Pentru a evita contactul direct al sursei cu mediul de scurgere (aer) s-a aşezat pe fantă o membrană subţire care reduce parcursul particulelor α cu cel mult 20%. Între sursă şi fantă este situat un obturator mecanic ce se roteşte cu 20 turaţii pe secundă, descoperind sursa pentru 0,001 s la fiecare rotaţie. Pachetul de ioni creat se deplasează în direcţia scurgerii şi la o distanţă de 20 cm, în aval, este recepţionat.

Una din plăcile colectoare ale receptorului a fost pusă la un potenţial ridicat obţinut de la redresorul *SC*, iar cealaltă legată la un amplificator *A*, cu rezistenţă de intrare mare. Alegerea tensiunii colectorului s-a făcut în aşa fel ca timpul de colectare a ionilor intraţi în cîmpul colectorului *K* să fie de cîteva ori mai mic decît timpul de deplasare a pachetului ionic.

Forma impulsului obţinut de la colector este observată pe ecranul oscilografului catodic *OC*, etalonat în prealabil. Pornirea baleajului se face de fiecare dată în momentul apariţiei pachetului ionic în mediul de scurgere, cu ajutorul contactelor *II* montate pe obturator.

Limitarea impulsului la diferite nivele permite măsurarea vitezei maxime, medii şi minime sau orice altă viteză a mediului de scurgere (fig. 8).

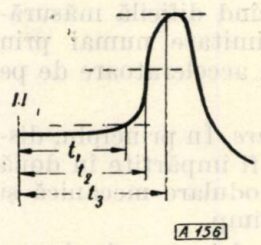


Fig. 8. Forma impulsului pe ecranul oscilografului catodic II — începutul înregistrării t_1, t_2, t_3 — timpul minim, mediu respectiv maxim de deplasare a unui pachet ionic.

Acest lucru este posibil în cazul în care viteza de deplasare a ionilor în cîmp este mult superioară vitezei de scurgere a gazului de măsurat iar amplificatorul nu deformează impulsul format. Analiza frontului impulsului ne permite observarea variaţiei repartiţiilor instantanee a vitezelor în curentul de scurgere.

În controlul automat al debitelor se măsoară de obicei viteza medie. În acest scop, dispoziti-

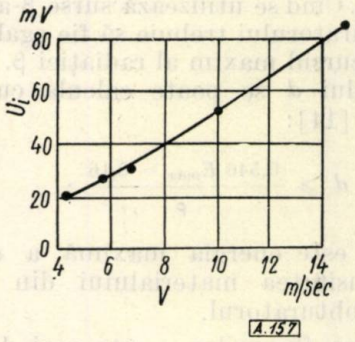


Fig. 9. Amplitudinea impulsului la intrarea amplificatorului în funcţie de viteza curentului de aer (pentru A = 2,4 mC).

vul de măsură se prevede cu un circuit de diferenţiere care permite marcarea regiunii frontului în care panta este maximă.

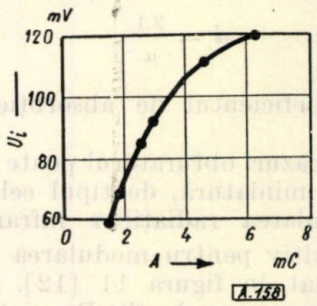


Fig. 10. Amplitudinea impulsului la intrarea amplificatorului în funcţie de activitatea sursei (pentru v = 15 m/s).

Oscilograful poate fi substituit cu un contor electronic prevăzut cu un instrument etalonat în unităţi de debit.

În fig. 9 şi 10 se dau variaţiile găsite experimental pentru amplitudinea impulsului la intra-

rea amplificatorului în funcție de viteza mediului de scurgere și activitatea sursei. Amplitudinile sînt destul de mari chiar pentru activități mici ale sursei. Pentru viteze sub 4 m/s, impulsul începe să devină neclar făcînd dificilă măsurătoarea. Vitezele mari sînt limitate numai prin necesitatea măririi tensiunii acceleratoare de pe colector.

2.3. *Dispozitive de modulare.* În principiu, dispozitivele de modulare pot fi împărțite în două categorii : dispozitive de modulare mecanică și dispozitive de modulare în cîmp.

2.3.1. Dispozitive de modulare mecanică. În cazurile simple, dispozitivul de modulare constă dintr-un obturator situat în calea fluxului de particule. Dimensiunile fantei precum și viteza de rotire se aleg în funcție de dimensiunile și frecvența de apariție a pachetelor ionice ; grosimea obturatorului se alege în funcție de energia particulelor. Astfel, la modularea particulelor α acest parametru se alege numai din considerente de stabilitate mecanică, deoarece aceste particule sînt absorbite foarte ușor. Cînd se utilizează surse β-active, grosimea obturatorului trebuie să fie egală cel puțin cu parcursul maxim al radiației β. Grosimea obturatorului d se poate calcula cu ajutorul relației (5) [14]:

$$d \geqslant \frac{0{,}546\, E_{max} - 0{,}16}{\rho}, \qquad (5)$$

unde E_{max} este energia maximă a spectrului β ; ρ — densitatea materialului din care este construit obturatorul.

Modularea fluxurilor γ este mai dificilă din cauza puterii mari de penetrare. În acest caz, sursa se poate fixa pe un disc care se rotește în fața unui ecran prevăzut cu o fantă. Fluxul γ va trece în mediul de scurgere numai cînd sectorul circular ce conține sursa va trece prin fața fantei. Grosimea maximă a ecranului se alege conform relației

$$d = \frac{2{,}1}{\mu}, \qquad (6)$$

unde μ — coeficientul de absorbție linear al radiației γ.

În unele cazuri obturatorul poate fi înlocuit cu vibratori miniatură, de tipul celor utilizați pentru modularea radiațiilor infraroșii [13].

Un dispozitiv pentru modularea radiației α este prezentat în figura 11 [12]. Preparatul α-activ (un amestec de SO_4Ra și SO_4Ba) *11*, este depus într-un strat în interiorul tubului *10* acoperit cu un strat subțire de colodiu. Tubul *10*, este introdus în tubul *9*. Ambele tuburi sînt prevăzute cu o fantă prin care particulele pot intra în mediul de scurgrere. Tubul *10* se poate roti împreună cu roata dințată *1*, tubul *9* fiind fix. Prin rotirea roții dințate *1* se acționează asupra arcului *3*, iar cu ajutorul piedicii *7* se poate bloca roata *6*. Pentru un unghiu de rotație oarecare se ajunge ca fanta tubului cu preparatul α-radioactiv să fie situată în partea opusă fantei tubului *9*. În această poziție fluxul particulelor α nu va traversa mediul de scurgere.

Eliberînd piedica *7*, se eliberează roata *6*, care permite rotirea roții dințate *1*, în așa fel ca fanta tubului *10* să revină în dreptul fantei tubului *9*. Astfel fluxul de particule intră în curentul de gaz și produce ionizarea acestuia. Dimensiunile pachetului ionic ce ia naștere în urma acestei acțiuni depind evident de timpul de trecere a particulelor prin fante și de viteza de scurgere a gazului. Reglarea timpului de trecere se efectuează cu ajutorul contactelor *2*. Roata *6* servește la schimbarea timpului de ex-

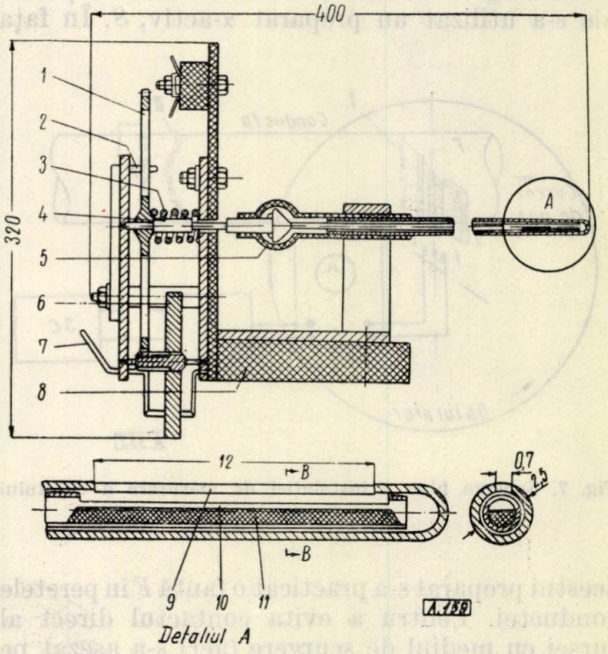


Fig. 11. Dispozitiv de modulare mecanică :
1 — roată dințată ; *2* — contacte pentru expunere ; *3* — resort ; *4* — bucșă ; *5* — tub de cauciuc ; *6* — rotiță volantă ; *7* — piedică ; *8* — suport, *9* — tub fix, *10* — tub rotitor *11* — preparat α — activ.

punere în cazul cînd proprietățile elastice ale resortului *3* rămîn constante.

Colectorul de ioni constă din două electrode de cupru cu diametrul de 0,7 mm, introduse în izolatori de porțelan cu diametrul de 3 mm. Electrodele sînt situate la o distanță de 6 mm una de alta și au o lungime de 10 mm în curentul de gaz. Pe unul din electrozi se stabilește o tensiune de 50 V, celălalt fiind legat la grila de comandă a tubului de intrare a amplificatorului curentului ionic (fig. 12).

Izolatorii de porțelan ai colectorului sînt ecranați cu un tub de alamă, care este pus la masă, împreună cu ecranul tubului de intrare al amplificatorului. Tubul de intrare 6Ж1Ж lucrează în regim electrometric. Semnalul de ieșire din tub se aplică pe grila uneia din triodele schemei de amplificare echilibrate construi-

tă cu tubul 6H8C. În circuitul grilei triodei a doua sînt prevăzute rezistenţe variabile pentru echilibrarea etajului.

Semnalul de ieşire al etajului echilibrat se aplică la intrarea unui amplificator de curent alternativ cu vibrator, de tipul celor utilizaţi în

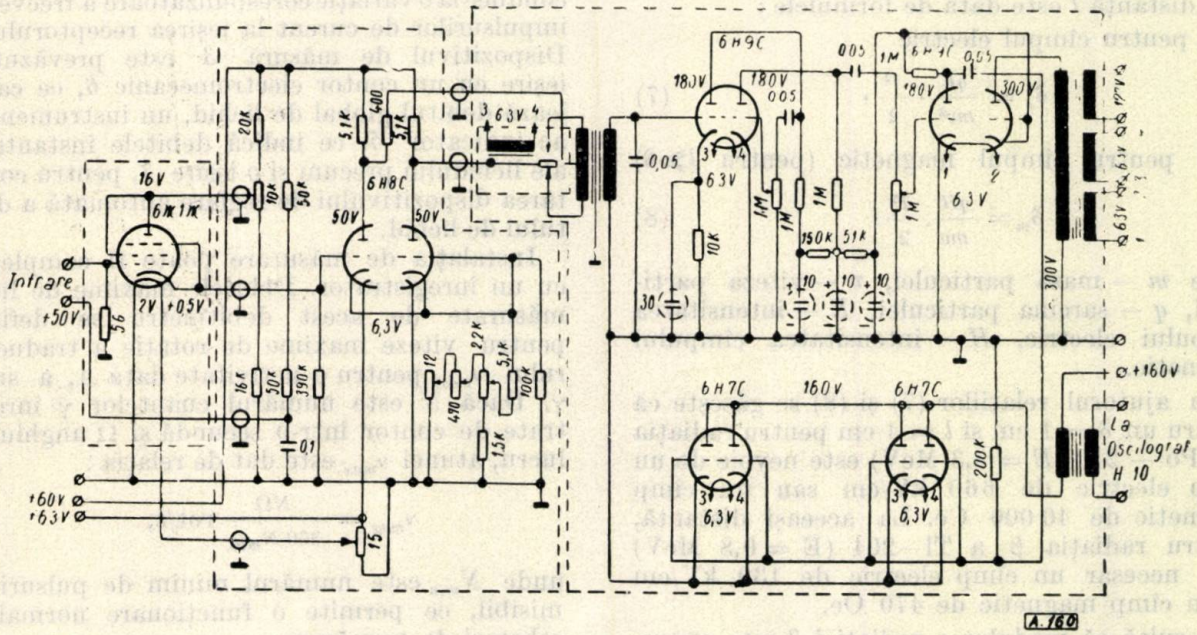


Fig. 12. Amplificator pentru curent ionic.

potenţiometrele electronice ЭПВ-01 (cu ieşirea modificată pentru mărirea puterii).

Prin transformatorul de ieşire al acestui amplificator semnalul se aplică pe bucla nr. *8* a unui oscilograf H10. Astfel la trecerea norului de ioni între electrodele colectorului, oscilograful fixează pe peliculă o creştere bruscă a curentului. Bucla nr. 2 serveşte la marcarea timpului cu ajutorul unui curent cu frecvenţa de 50 Hz. Bucla nr. *3* se conectează în circuitul contactelor *2* ale dispozitivului de modulare (fig. 11) şi fixează pe peliculă începutul şi sfîrşitul expunerii.

Determinarea vitezei de scurgere şi a debitului se face cunoscînd distanţa dintre sursă şi colector şi timpul de deplasare a curentului ionic (socotit de la mijlocul timpului de expunere pînă la maximul curentului ionic).

Schema descrisă are o sensibilitate în curent de 10^{-16} A/mm pentru o sensibilitate a buclei de ~ 12 mm/mA.

Prin această metodă s-au efectuat măsurători de viteze ale aerului în tuburi cu diametrul de 7 cm şi lungimea de 300 cm. Viteza a fost variată între 20 şi 130 cm/s, măsurătorile fiind comparate cu un debitmetru de gaz ce permite măsurători cu o eroare de 1%.

Utilizarea modulatorului şi amplificatorului de curent ionic permite măsurători de viteze

medii atît în domeniul scurgerilor laminare (cu o eroare mai mică de 2%) cît şi în domeniul scurgerilor turbulente (cu o eroare de sub 4%).

2.3.2. Dispozitive de modulare în cîmp. Modularea cu ajutorul cîmpurilor electrice sau magnetice este practic posibilă numai pentru radiaţii α şi β. Radiaţiile γ necesită cîmpuri mult prea intense.

Principial, un dispozitiv de modulare în cîmp are forma din fig. 13. În absenţa cîmpului, fluxul de particule dat de sursa *3* ecranată şi

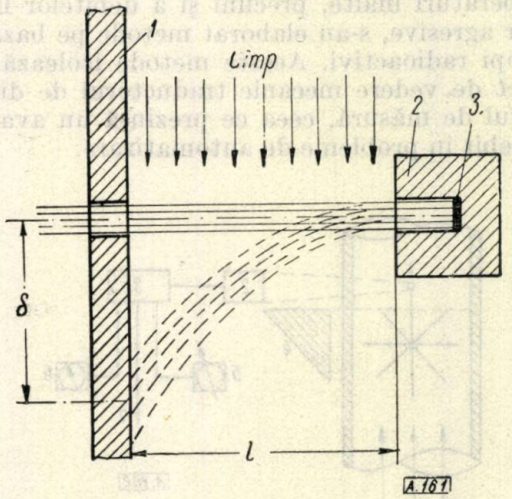


Fig. 13. Dispozitiv de modulare în cîmp.

colimată de *2* trece prin fanta ecranului *1* în mediul de scurgere. Pentru diferite valori ale cîmpului, fascicolul de particule este deviat în aşa fel încît prin fanta ecranului nu mai trec par-

ticule. Schimbarea cîmpului cu o anumită frecvenţă face ca fluxul de particule să pulseze prin fanta ecranului limitator cu aceeaşi frecvenţă. Pentru valori determinate ale cîmpului şi ale frecvenţei se pot obţine pulsuri de particule de lungime şi formă dată.

Devierea fluxului de particule într-un cîmp, la o distanţă l este dată de formulele :

a) pentru cîmpul electric

$$\delta_e = \frac{qE}{mv^2} \cdot \frac{l^2}{2}, \qquad (7)$$

b) pentru cîmpul magnetic (pentru $l \gg \delta$)

$$\delta_m = \frac{qH}{mv} \cdot \frac{l^2}{2}, \qquad (8)$$

unde m — masa particulei, v — viteza particulei, q — sarcina particulei, E — intensitatea cîmpului electric, H — intensitatea cîmpului magnetic.

Cu ajutorul relaţiilor (7) şi (8) se găseşte că pentru un $\delta = 1$ cm şi $l = 4$ cm pentru radiaţia α a Po — 210 ($E = 5{,}3$ MeV) este nevoie de un cîmp electric de 660 kV/cm sau un cîmp magnetic de 40 000 Ce. La aceeaşi distanţă, pentru radiaţia β a Tl—204 (E = 0,8 MeV) este necesar un cîmp electric de 139 kV/cm şi un cîmp magnetic de 470 Oe.

Rezultă că modularea radiaţiei β este convenabilă prin utilizarea dispozitivelor magnetice de modulare.

II. DEBITMETRE PENTRU LICHIDE

În ultimul timp, pentru măsurarea şi reglarea automată a debitelor de lichide ce se găsesc în conducte de mare presiune sau încălzite la temperaturi înalte, precum şi a debitelor lichidelor agresive, s-au elaborat metode pe bază de izotopi radioactivi. Aceste metode izolează din punct de vedere mecanic traductorul de dispozitivul de măsură, ceea ce prezintă un avantaj deosebit în probleme de automatizare.

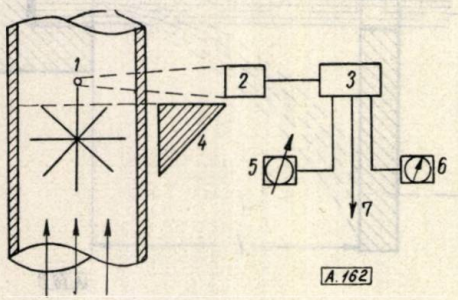


Fig. 14. Schema bloc a debitmetrului pentru lichide.

În fig. 14 este redat schematic un debitmetru ce permite controlul automat al debitelor de lichide [15]. Aici se foloseşte fenomenul de absorbţie a radiaţiilor γ în colimatorul *4*. Traductorul este o morişcă ce are depusă pe una din palete o cantitate mică de Co—60 (1—2 mC). Pentru înregistrarea fluxului γ se utilizează contorul cu halogeni *2*. Schimbarea vitezei de scurgere din conductă aduce cu sine o schimbare a vitezei de rotaţie a traductorului, ceea ce conduce la o variaţie corespunzătoare a frecvenţei impulsurilor de curent la ieşirea receptorului *2*. Dispozitivul de măsură *3* este prevăzut la ieşire cu un contor electromecanic *6*, ce calculează debitul global de lichid, un instrument cu ac indicator *5*, ce indică debitele instantanee ale lichidului precum şi o ieşire *7*, pentru conectarea dispozitivului de reglare automată a debitului de lichid.

Instalaţia de măsurare poate fi completată cu un înregistrator. Debitele maxime de lichid măsurate de acest debitmetru se definesc pentru viteze maxime de rotaţie a traductorului ν_{max}, pentru o activitate dată A, a sursei γ. Dacă N este numărul cuantelor γ înregistrate de contor într-o secundă şi Ω unghiul de lucru, atunci ν_{max} este dat de relaţia :

$$\nu_{max} = \frac{N\Omega}{360\, N_{min}} \text{ rot/s}, \qquad (9)$$

unde N_{min} este numărul minim de pulsuri admisibil, ce permite o funcţionare normală a schemei de numărare.

Activitatea sursei gama-active utilizată în această schemă poate fi calculată cu ajutorul relaţiei :

$$A = \frac{4\pi R^2}{Sn\varepsilon k} Ne^{\mu R + \mu_1 R_1} \text{ (în mC)} \qquad (10)$$

unde R — distanţa sursă-contor, în cm, S — suprafaţa de lucru a unui contor, n — numărul de contori, ε — eficacitatea contorului (definită ca raportul dintre numărul fotonilor γ înregistraţi de contor şi numărul total de fotoni ce au traversat contorul), k — constanta de dezintegrare (numărul cuantelor emise la o singură dezintegrare ; pentru Co—60 k = 2), μ şi μ_1 coeficienţi de absorbţie lineari ai cuantelor γ pentru o sursă dată, în aer, respectiv în pereţii conductei, R_1 — grosimea conductei, N — numărul maxim al cuantelor γ ce pot fi înregistrate de contor.

Frecvenţa minimă de lucru este de 5 Hz.

Acest tip de debitmetru permite măsurători de debite cu o eroare mai mică de 2,5%, la variaţii ale tensiunii reţelei de ±20%. Dispozitivele de măsură şi reglare pot fi situate la o distanţă de 150—200 m, de locul de măsură.

CONCLUZII

Dintre metodele de măsurare şi reglare a debitelor de gaze, se pare că metoda moleculelor ionizate cîştigă cel mai mult teren, datorită avantajelor pe care le prezintă faţă de alte metode. Ca agenţi ionizanţi pot fi folosiţi atît izo-

topi α-activi (Ra, Po, etc.) cît şi izotopi β-activi (Sr-90, Tl-204, S-35, etc.). Alegerea radiaţiei se face în funcţie de grosimea conductei.

Este important de subliniat faptul că diametrul conductei de scurgere nu trebuie să depăşească parcursul maxim al radiaţiei utilizate. Cum radiaţiile β au un parcurs în aer de 1 m sau chiar mai mult şi permit o modulare uşoară în cîmp magnetic, folosirea acestora permite rezolvarea problemei în majoritatea cazurilor. Datorită puterii de ionizare scăzute a radiaţiei β faţă de radiaţia α, este necesar ca în cazul folosirii acesteia să se utilizeze activităţi mai mari.

Pentru conducte subţiri se aleg surse β suficient de penetrante pentru a elimina fanta în peretele conductei. Totuşi, în cazurile în care presiunea în conductă este mică şi folosirea fantei cu un ecran subţire este posibilă, folosirea radiaţiilor β moi (ale S-35, de ex.) dă rezultate bune. Pentru conducte la presiune, cu fante acoperite cu membrane mai groase, se poate folosi Sr-90.

Folosirea radiaţiei γ în debitmetrele pentru gaze nu dă rezultate bune din cauza puterii de ionizare mici şi a greutăţilor întîmpinate la modulare. Ele se utilizează în special la debitmetrele pentru lichide.

Utilizarea metodei moleculelor ionizate permite efectuarea unui control automat continuu al proceselor ce decurg într-un ritm rapid.

Evident, alegerea metodei depinde, în cele din urmă, de caracterul problemei de rezolvat.

Faptul că aceste metode permit măsurători fără contact cu precizie ridicată face ca ele să fie aplicate cu succes în instalaţiile tehnologice în vederea controlului şi reglării automate a procesului de producţie.

BIBLIOGRAFIE

[1] SAMOILOV S. A.: Avtorskoe svidetelstvo No. 75354 1947.

[2] LOVELOK J. E., VASILEWSKA E. N.: *An ionisation Anemometer*. Journ. Sci. Instr. *26* (1949) nr. 11

[3] STEINBOK N. I., *Osnovnie voprosî primenenia radioactivnîh izlucenii v izmeritelnoi tehnike*. Usp. Fiz. Nauk *54* (1954) nr. 2, 231

[4] KOHL J.: *Radioisotopes in Process Instrumentation*. Chem. Eng. Progr. **48** (1952) 12

[5] JORDAN G. G.: *Ispolzovanie izlucenia radioizotopov dlia controlia technologhiceskih protessov*. Priborostroenie **1** (1956) nr. 4

[6] SUMILOVSKI N. N., MELTTER L. V.: *Avtomaticeskii control rashoda gaza po metodu mecenîh molecul*. Priborostroenie **3** (1956) nr. 8

[7] VOICE E. W.: *Radioactive determination of gas flow in large ducts*. Journ. of the Iron and Steel Institute **177** (1956) nr. 4

[8] GUŞCIN IU. V., MELTTER L. V., TOLOKONNIKOV M. I., SUMILOVSKI N. N.: *Primenenie radioactivnîh izlucenii v ustroistvah avtomaticeskogo controlia*, Avt. i telemec. **13** (1957) nr. 9, 814

[9] MUNIKHYSEN R. D., CADO: Techn. data digest **13** (1948) nr. 5

[10] COOLEY W. C.: *Determination of air velocity by ion transittime measurement*, Rev. Sci. Instr. **23** (1952) nr. 4

[11] SUMILOVSKI N. N., MELTTER L. V.: *Primenenie radioactivnîh izotopov dlia izmerenia scorostei gazovîh potokov i dlia avtomaticeskogo controlia razhoda gaza po metodu „mecenîh molecul"*. Docladî Acad. Nauk S.S.S.R. **106** (1956) nr. 4, 661

[12] ŞUETIN P. E., TEGOLEV G. T., DIACENKO R. A.: *Izmerenie scorosti dvijenia gaza trassirovanien potoka ionami*. Priborî i tehn. exp. (1959) nr. 6, 111.

[13] RICHARDS J. C. S.: *Portable radiation detectors amploying photoconductive cells*. Journ. Sci. Instr. **32** (1955) nr. 9

[14] AGHEIKIN L. I., MELTTER L. V., SUMILOVSKI N. N.: *Moduliaţia radioactivnogo izlucenia dlia ustroistv avtomaticeskoga controlia*. Avt. i telemec. **13** (1957) nr. 7, 686

[15] SUMILOVSKI N. N., GUŞCIN Iu. V., TOLOKONNIKOV M. I.: *Izpolzovanie radioactivnîh izotopov dlia avtomaticeskogo controlia razhoda jidkosti*. Doclad na Vsesoiuznoi naucino-tehniceskoi conferenţii po primeneniu radioactivnîh i stabilnîh izotopov i izlucenii v narodnom hoziaistve i nauke, Moskva 4–12 apr. 1957.

DAN NEGREANU*

Generatoare autoblocate de putere cu transistoare

CZ 621.273.431.2 : 621.373.52

Tabelă de simboluri şi notaţii folosite :

I_{c0} = curentul invers al joncţiunii colector cu emitorul în gol.

I_{e0} = curentul invers al joncţiunii emitor cu colectorul în gol.

I_{cs} = curentul joncţiunii colector pentru ambele joncţiuni polarizate invers.

I_{es} = curentul joncţiunii emitor pentru ambele joncţiuni polarizate invers.

u_{cm} = tensiunea de colector corespunzătoare cotului caracteristicii i_c (u_c) a transistorului.

h_{11} = impedanţa de intrare a transistorului pentru semnale mici cu ieşirea în scurtcircuit.

h_{21} = coeficientul de amplificare a curentului pentru semnale mici cu ieşirea în scurtcircuit (indicii *e* şi *b* se folosesc pentru montajele cu emiterul comun, respectiv baza comună).

$h_{21b} = \alpha$, $h_{21e} = \beta$,

$\overline{h_{21}} - \overline{\beta}$ = coeficienţi de amplificare a curentului pentru semnale mari.

f_α , f_β = frecvenţele de tăiere pentru parametrii α, respectiv β (pulsaţiile corespunzătoare ω_α , ω_β în general ω_0).

C_c = capacitatea joncţiunii colector.

C_0 = capacitatea parazită la ieşirea circuitului.

r_b = rezistenţă de bază.

S-a notat conectarea cu baza comună *OB*, iar conectarea cu emitorul comun *OE*. În general, indicii *c*, *e*, *b* se referă la colector, emiter, bază, iar indicii 1,2 la mărimile de intrare şi ieşire.

Generatoarele autoblocate fac parte din categoria mai generală de circuite a generatoarelor de relaxare cu reacţie prin transformator. Caracteristică acestor circuite este existenţa unei reacţii pozitive puternice între ieşire şi intrare, realizată prin intermediul unui transformator.

Generatorul autoblocat este utilizat în special ca generator de impulsuri de o formă mai mult sau mai puţin apropiată de cea dreptunghiulară. El poate lucra fie în regim de autodeclanşare, în care impulsurile se repetă cu o frecvenţă determinată de parametrii circuitului, fie declanşat din exterior. Între funcţionarea generatorului în cele două regimuri nu există deosebiri esenţiale, astfel încît ele pot fi analizate împreună.

În regimul de oscilaţii libere, generatorul autoblocat este folosit pentru producerea impulsurilor de comandă sau sincronizare în schemele complexe de circuite care lucrează în impulsuri sau ca generator de tact în schemele de comutaţie şi numărare cu ferite din maşini de calcul sau centrale telefonice automate. Generatorul autoblocat declanşat este folosit ca amplificator regenerator pentru impulsurile atenuate şi deformate în urma trecerii lor prin circuite cu constante concentrate sau distribuite şi intră, de asemenea, în componenţa schemelor de numărare, a etajelor de divizare a frecvenţei etc.

În general, impulsul trebuie să fie un impuls de putere, deoarece atît circuitele de intrare ale transistoarelor, cît şi înfăşurările feritelor cu buclă dreptunghiulară de histerezis absorb putere. De aceea, analiza generatoarelor autoblocate care dau impulsuri de putere prezintă importanţă. Puterea necesară a impulsului generat depinde de numărul elementelor şi al celulelor care trebuie acţionate.

În afara avantajelor generale ale transistorizării circuitelor, mai ales atunci cînd este vorba de cele la care siguranţa în funcţionare a elementelor componente este esenţială, în cazul generatoarelor autoblocate de putere se valorifică deplin proprietăţile transistorului, foarte apropiate de cele ale unui comutator ideal cu două poziţii de funcţionare : una în care dispozitivul este tăiat şi căderea de tensiune pe el este maximă şi cealaltă în care conduce curentul maxim, căderea de tensiune pe el fiind foarte mică. În ambele situaţii, puterea disipată de dispozitiv este foarte mică. Astfel se explică cum se pot obţine impulsuri de putere foarte mare cu transistoare de puteri mici.

Puterea medie disipată de transistor la generarea unui impuls avînd caracteristicile arătate în fig. 1 şi repetîndu-se cu o periodicitate $T = Q\ \tau$, poate fi exprimată astfel :

$$P_d \approx \frac{U\,I}{Q}\left[(Q-1)\,\frac{I_{cs}}{I} + \frac{u_{cm}}{U} + \frac{t_f + t_c}{6\,\tau}\right]. \qquad (1)$$

De exemplu, cu un transistor avînd o putere disipată admisibilă $P_d = 100$ mW, lucrînd cu $Q = 100$ şi considerînd valori normale $\frac{I_{cs}}{I} = 10^{-3}$, $\frac{u_{cm}}{U\,I} = 5.10^{-2}$ şi $t_f = t_c = 0{,}1\ \tau$, s-ar putea obţine o putere în impuls de peste 50 W.

În realitate însă, în cazurile practice intervin alte elemente care limitează puterea ce se poate genera cu un anumit transistor, în special legate de obţinerea unei anumite viteze de creştere a frontului impulsului.

Faţă de circuitele de generare a impulsurilor cu cuplaj capacitiv, generatorul autoblocat prezintă, de asemenea, avantaje. În primul rînd, în loc de două transistoare schema cuprinde unul singur ; apoi, în stare de repaus puterea consumată este mult mai mică ; în sfîrşit, pentru acelaşi tip de transistor şi aceeaşi putere în impuls, procesele de basculare sînt mai rapide în schemele cu cuplaj prin transformator.

* Ing. *D. Negreanu* este cercetător la ICET.

Folosirea transistoarelor în locul tuburilor prezintă şi unele inconveniente. Obţinerea unor fronturi rapide este limitată de inerţia dispozitivului. De asemenea, împrăştierea caracteristicilor şi a parametrilor dispozitivelor semiconductoare precum şi variaţia lor cu temperatura creează greutăţi în proiectarea şi funcţionarea normală a generatoarelor autoblocate cu transistoare, atunci cînd se impun condiţii stricte caracteristicilor impulsului generat.

În literatura de specialitate din ultimii ani au apărut unele studii referitoare la generatorul autoblocat. În lucrarea lui Maerovici L.A. şi Zelicenko L.G. [10] se face o amplă analiză a generatorului autoblocat cu tuburi. Există însă deosebiri esenţiale care apar în desfăşurarea proceselor fizice şi în funcţionarea circuitului cu transistoare, faţă de cel cu tuburi. De aceea, datele şi concluziile din lucrarea autorilor citaţi pot fi folosite numai ca o indicaţie pentru calea ce trebuie urmată în cercetarea funcţionării generatorului autoblocat cu transistoare.

Problemele specifice generatorului autoblocat cu transistoare au fost abordate într-o serie de articole. Majoritatea autorilor preferă o analiză a funcţionării pe etape, adică împart perioada de generare a impulsului în mai multe etape, în fiecare din ele fiind valabilă o anumită schemă echivalentă a circuitului în care o serie sau alta de elemente au putut fi neglijate [1,2].

Se obţin astfel ecuaţii mai simple, care guvernează comportarea circuitului şi din care se pot scoate date concludente în legătură cu influenţa diverşilor parametri asupra funcţionării generatorului blocat în etapa respectivă. Există alte studii complexe [5], care pornesc de la o schemă echivalentă generală a circuitului, valabilă în întreaga perioadă, şi deduc ecuaţiile cele mai generale de funcţionare, care apoi sînt particularizate pentru o anumită situaţie. Alte lucrări [3, 4, 6] se ocupă exclusiv de analiza unor anumite etape de funcţionare.

În general, deşi în lucrările de mai sus se fac analize matematice şi fizice aprofundate, se acordă mai puţină atenţie expunerii unor metode inginereşti de proiectare, care să permită alegerea parametrilor unui circuit pentru generarea unui impuls cu caracteristici date, fără să fie necesară rezolvarea unor ecuaţii prin metode analitice sau grafice foarte complicate, impunînd chiar folosirea unor calculatori analogi sau numerici. De asemenea, nici una din ele nu acordă o atenţie deosebită generatoarelor autoblocate de impulsuri de putere, la care se pun anumite probleme speciale, sau factorilor care determină alegerea unui anumit tip de transistor. Nu se studiază avantajele folosirii transistorului în montajul cu emiterul comun sau cu baza comună.

În lucrarea de faţă se iau în consideraţie, în special, generatoare autoblocate de impulsuri de putere, se analizează comportarea lor în diferite etape şi alegerea parametrilor circuitului pentru obţinerea unei puteri maxime şi a unei durate de front a impulsului minim. Se studiază influenţa sarcinii generatorului asupra frontului impulsului şi condiţiile în care este mai avantajos să se lucreze în montaj cu emiterul comun sau cu baza comună. Această problemă prezintă o importanţă deosebită, pentru tipul de generator studiat, unde datorită atît existenţei sarcinii cît şi faptului că se folosesc transistoare de putere, de joasă frecvenţă, obţinerea unui front rapid este dificilă.

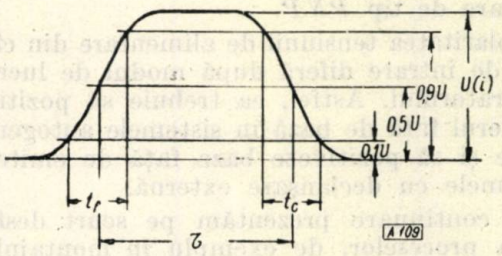


Fig. 1. Caracteristicile impulsului dat de generatorul autoblocat.

Se dau o serie de relaţii care permit proiectarea unui circuit pentru generarea impulsurilor cu caracteristici destul de precise şi analiza influenţei diferitelor elemente ale schemei asupra acestor caracteristici.

1. Etapele funcţionării generatorului autoblocat

Se pot realiza scheme de generatoare autoblocate cu transistorul în montaj cu baza comună (fig. 2) sau cu emiterul comun (fig. 3).

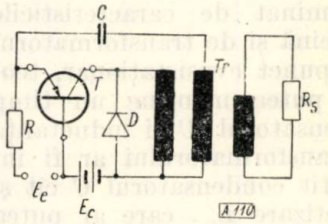


Fig. 2. Generator autoblocat în montaj cu baza comună (*OB*).

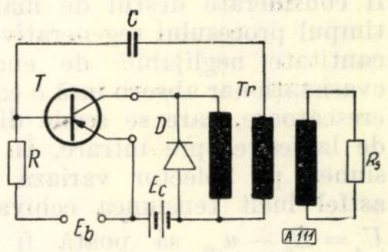


Fig. 3. Generator autoblocat în montaj cu emiterul comun (*OE*).

Cuplajul între ieşire şi intrare se face printr-un transformator cu raport de transformare $n = n_c/n_e$ sau $n = n_c/n_b$ (n_c, n_e, n_b fiind numărul de spire al înfăşurărilor de colector, respectiv

emiter, bază). Pe acelaşi miez se află şi înfăşurarea de sarcină cu număr de spire n_s, prin care se realizează adaptarea sarcinii la cea optimă de lucru (raport de transformare $n' = n_c/n_s$). În prezenta lucrare ne referim la tranzistoare de tip *PNP*.

Polaritatea tensiunii de alimentare din circuitul de intrare diferă după modul de lucru al generatorului. Astfel, ea trebuie să pozitiveze emiterul faţă de bază în sistemele autogeneratoare şi să pozitiveze baza faţă de emiter în sistemele cu declanşare externă.

În continuare prezentăm pe scurt desfăşurarea proceselor, de exemplu în montajul cu baza comună.

Considerăm ca situaţie iniţială aceea în care tranzistorul este blocat fie datorită polarizării exterioare, fie unei tensiuni existente pe condensatorul de trecere C. La apariţia unui impuls de declanşare, de exemplu un impuls pozitiv de curent pe emiter, sau în momentul în care prin descărcarea condensatorului C se ajunge la o tensiune emitor-bază aproximativ nulă, tranzistorul se deblochează, apare un curent de colector i_c crescător; creşterea lui i_c produce prin reacţie creşterea tensiunii dintre emiter şi bază şi creşterea curentului emiterului i_e. Creşterea lui i_e duce la o nouă creştere a lui i_c şi astfel se dezvoltă un proces regenerativ, în care curenţii prin tranzistor i_c şi i_e cresc rapid, iar tensiunea pe colector scade. Rapiditatea desfăşurării procesului regenerativ depinde atît de inerţia tranzistorului, cît şi de elementele circuitului. Desfăşurarea procesului continuă pînă ce se ajunge într-o regiune a caracteristicilor tranzistorului în care o creştere a lui i_e produce o creştere foarte mică a lui i_c, adică o regiune în care α devine foarte mic şi procesul regenerativ încetează.

Circuitul se află într-un punct de lucru cvasistaţionar, determinat de caracteristicile tranzistorului, de sarcină şi de transformatorul de reacţie. În acest punct cvasistaţionar, teoretic, circuitul s-ar putea menţine un timp nelimitat, dacă condensatorul C şi inductanţa de magnetizare a transformatorului ar fi infinite. În realitate, atît condensatorul C cît şi inductanţa de magnetizare L_m, care ar putea fi considerate destul de mari, astfel încît în timpul procesului regenerativ să fi acumulat o cantitate neglijabilă de energie, în regimul cvasistaţionar absorb însă o cantitate de energie crescătoare, care se scade din cea transferată de la ieşire spre intrare. În acest regim tensiunea pe colector variază destul de puţin, astfel încît tensiunea echivalentă pe sarcină $U'_s = E_c - u_{cm}$ să poată fi considerată constantă şi anume $U'_s \approx E_c$. Curentul i_e scade din cauza încărcării condensatorului C, iar curentul i_c poate să crească sau să scadă, după cum creşte sau scade suma curentului de magnetizare şi a curentului de încărcare a condensatorului C. După un timp determinat de valorile acestor două elemente reactive, energia transferată de la ieşire la intrare devine insuficientă pentru menţinerea regimului cvasistaţionar, respectiv se ajunge într-o regiune în care se produce un proces în avalanşă, de data aceasta de descreştere rapidă a curenţilor i_c şi i_e şi creştere a tensiunii de colector u_c.

După terminarea acestui proces, tranzistorul se blochează din nou pe emiter, datorită încărcării condensatorului C în timpul impulsului. În lipsa diodei D, datorită scăderii curentului de magnetizare, pe colector apare un suprasalt negativ de tensiune, care ar putea distruge tranzistorul. Dioda D preia energia acumulată în timpul impulsului în inductanţa de magnetizare şi evită suprasaltul de tensiune periculos. Deoarece la generatorul de impulsuri de putere puterea maximă ce se poate obţine este proporţională cu pătratul tensiunii de alimentare, întotdeauna se lucrează cu o tensiune apropiată de cea maximă admisă de tranzistor. De aceea, întotdeauna se foloseşte, în paralel, pe înfăşurare o diodă D, care să evite apariţia temporară a unei tensiuni colector-emiter depăşind pe cea admisibilă.

Urmează apoi perioada de repaus. La generatoarele cu declanşare exterioară, negativarea externă menţine generatorul în stare de blocare pînă la apariţia unui impuls de declanşare. În cazul generatoarelor cu autodeclanşare, perioada de repetiţie a impulsurilor este determinată de descărcarea condensatorului C prin rezistenţa R şi impedanţa de intrare a tranzistorului.

2. Analiza etapelor de comutare

Prin etape de comutare se înţeleg etapele din perioada generării impulsului în care în circuit se desfăşoară procese regenerative rapide şi tranzistorul trece din stare de tăiere în stare de saturaţie (frontul anterior impulsului) şi din stare de saturaţie în stare de tăiere (frontul posterior al impulsului). Rapiditatea desfăşurării comutării este esenţială, întrucît ea determină duratele fronturilor de creştere şi de cădere ale impulsului.

Frontul anterior al impulsului depinde de frecvenţa proprie de oscilaţie a circuitului şi de condiţiile iniţiale ale basculării. Condiţiile iniţiale sînt determinate de impulsul de declanşare, de amplitudinea, de forma şi de durata sa, cum şi de punctul în care se aplică.

Frontul posterior depinde, de asemenea, de frecvenţa proprie de oscilaţie a circuitului, cum şi de efectul de acumulare a purtătorilor minoritari. Acest efect de acumulare duce la prelungirea frontului posterior cu o durată de timp ce depinde de amplitudinea impulsului

care saturează transistorul şi de durata sa. La comutări rapide poate duce la o mărire a frontului posterior faţă de cel anterior pînă la de 10 ori, dar la durate de front de ordinul microsecundelor influenţa sa este nesemnificativă.

Timpul de comutare este mic atunci cînd frecvenţa proprie de oscilaţie este mare. Deci, în problema aceasta esenţialul constă în determinarea frecvenţei proprii de oscilaţie şi stabilirea condiţiilor de maximalizare a ei.

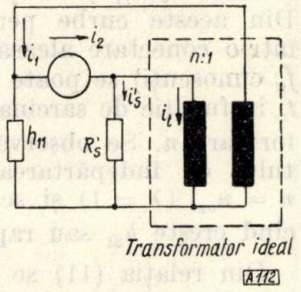


Fig. 4. Schema echivalentă a generatorului autoblocat pentru etapele de comutare.

Pentru studiul acestei etape se poate considera schemă echivalentă a circuitului cea din fig. 4, la alcătuirea căreia s-a ţinut seama de următoarele :

1. După aplicarea impulsului de declanşare, emiterul este polarizat direct, astfel încît se poate considera că transistorul lucrează într-o regiune liniară a caracteristicilor.

2. Conductanţa de ieşire a transistorului este neglijabilă faţă de conductanţa sarcinii, presupunere perfect valabilă la tipul de generatoare considerat, care lucrează întotdeauna pe o rezistenţă de sarcină mică.

3. Efectul capacităţii colectorului şi al rezistenţei de bază este neglijabil în raport cu efectul de întîrziere, datorită inerţiei dispozitivului exprimată prin micşorarea parametrului h_{21} cu frecvenţa. Presupunerea este valabilă cînd se lucrează pe sarcini mari şi cu transistoare de putere (care au f_α şi f_p scăzute). Se arată [12] că cele de mai sus îşi păstrează valabilitatea atîta timp cît

$$C_c r_b \ll \frac{1}{\omega_\alpha} \text{ şi } C_0 R'_s \ll \frac{1}{\omega_0}. \qquad (2)$$

4. Sursele de polarizare ale circuitului de intrare au impedanţa infinită, iar sursele de polarizare ale circuitului de ieşire au impedanţa nulă.

5. Dioda reprezintă o întrerupere.

6. Se consideră transformatorul ca ideal, adică nu are pierderi, rezistenţele înfăşurărilor fiind neglijabile faţă de sarcină. Inductanţa de scăpări este, de asemenea, neglijabilă, iar inductanţa de magnetizare destul de mare încît să nu intervină în această etapă. Folosind materialele magnetice care se produc azi şi bobinînd cu precauţie se pot obţine transformatoare cu un raport între inductanţa de magnetizare şi cea de scăpări foarte mare, astfel încît la o inductanţă de magnetizare impusă să se poată obţine, dacă e necesar, o inductanţă de scăpări foarte mică.

7. Condensatorul C este destul de mare, astfel încît încărcarea sa să nu varieze în timpul etapelor de comutare.

8. Sarcina R_s a fost redusă la înfăşurarea de colector prin relaţiile :

$$R'_s = n'^2 R_s \qquad (3)$$

$$u'_s = n' u_s \qquad (4)$$

$$i'_s = \frac{i_s}{n'}. \qquad (5)$$

Pe baza schemei se pot scrie relaţiile :

$$h_{21} i_1 = \left(1 + \frac{p}{\omega_0}\right) i_2 \qquad (6)$$

$$i_2 = i'_s + i_t \qquad (7)$$

$$i_1 = n i_t \qquad (8)$$

$$R'_s i'_s = n h_{11} i_1 \qquad (9)$$

Ecuaţia caracteristică a circuitului este :

$$\frac{h_{21}}{1 + \frac{p}{\omega_0}} = \frac{n h_{11}}{R'_s} + \frac{1}{n}, \qquad (10)$$

de unde rezultă :

$$p = \omega_0 \left(\frac{n h_{21}}{1 + n^2 \frac{h_{11}}{R'_s}} - 1 \right) \qquad (11)$$

Expresia care va da variaţia curenţilor în circuit în timpul formării frontului va fi de forma Ae^{pt}. Dacă considerăm durata frontului timpul necesar pentru creşterea impulsului de la 10% la 90% din valoarea finală, se obţine expresia acestei durate :

$$t_f = \frac{2{,}3}{p} \qquad (12)$$

Înainte de a face alte consideraţii, trebuie subliniat că întrucît în timpul procesului regenerativ curenţii variază de la zero la valori foarte mari, parametrii h_{21} şi h_{11} nu rămîn constanţi, ci, dimpotrivă, variază foarte mult. Se ştie că impedanţa de intrare h_{11} variază invers proporţional cu curentul de emiter [11] iar factorul de amplificare de curent h_{21} scade după anumite legi cînd creşte curentul de emiter [7, 11]. Pentru aprecierea lui t_f se foloseşte de aceea o valoare medie $\bar{P}$ care se obţine introducînd în relaţia (11) valori medii pentru h_{21} şi h_{11}, notate cu $\bar{h}_{21}$ şi $\bar{h}_{11}$.

Expresia (11) are un maxim pentru o valoare

$$n_{opt} = \sqrt{\frac{R'_s}{\bar{h}_{11}}}, \qquad (13)$$

deci pentru o valoare a raportului de transformare care realizează o adaptare între rezis-

tența de sarcină și cea de intrare a transistorului.

Pentru $n = n_{opt}$, $\overline{P}$ devine

$$\overline{P}_{max} = \omega_0 \left(\frac{\overline{h}_{21}}{2} \sqrt{\frac{R'_2}{\overline{h}_{11}}} - 1 \right). \qquad (14)$$

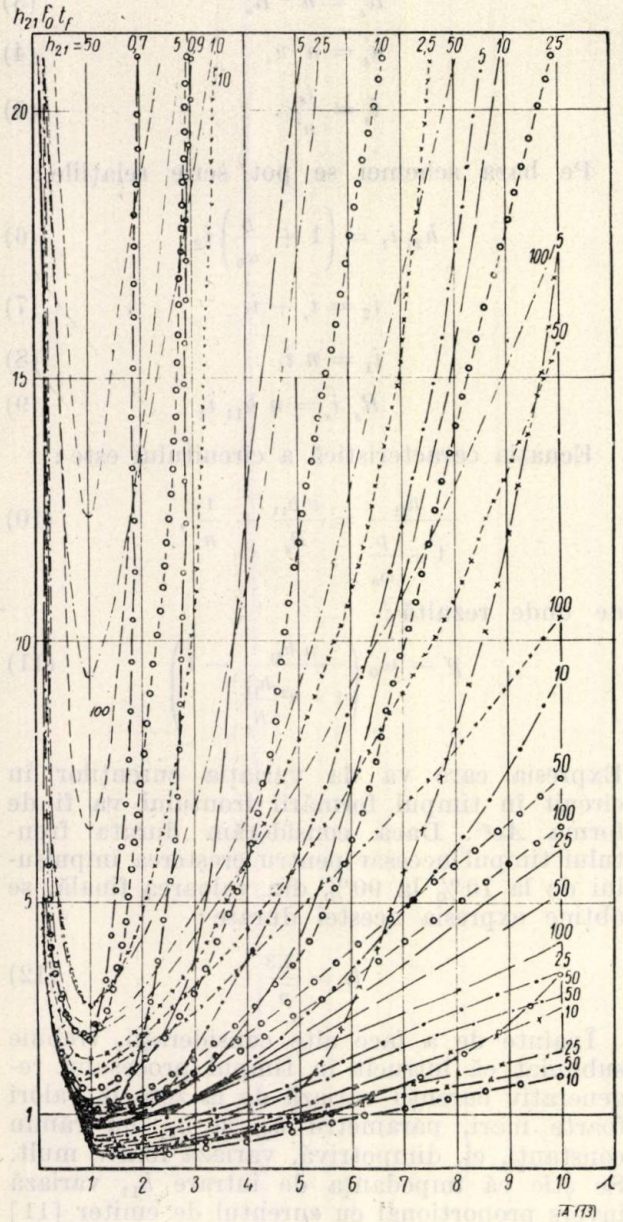


Fig. 5. Variația duratei frontului impulsului în funcție de $\lambda = n/n_{opt}$ (parametrii $\frac{R'_s}{\overline{h}_{11}}$ și $\overline{h}_{21}$)

$\frac{R'_s}{\overline{h}_{11}} = 0{,}01$ ····· $\frac{R'_s}{\overline{h}_{11}} = 0{,}1$ —·—·—·—

$\frac{R'_s}{\overline{h}_{11}} = 0{,}2$ — × — × — × $\frac{R'_s}{\overline{h}_{11}} = 0{,}5$ — 0 — 0 —

$\frac{R'_s}{\overline{h}_{11}} = 1$ ———— $\frac{R'_s}{\overline{h}_{11}} = 2$ —·—·— $\frac{R'_s}{\overline{h}_{11}} = 5$ — × — × —

$\frac{R'_s}{\overline{h}_{11}} = 10$ — 0 — 0

În fig. 5 s-au ridicat curbele de variație ale duratei frontului impulsului în funcție de raportul $n/n_{opt} = \lambda$, avînd ca parametri raportul între valoarea sarcinii și impedanța de intrare $R'_s/\overline{h}_{11}$ și amplificarea de curent $\overline{h}_{21}$. Din aceste curbe pentru un transistor dat, într-o conectare aleasă OB sau OE (h_{11}, h_{21} și f_0 cunoscuți) se poate studia variația frontului t_f în funcție de sarcina R'_s și raportul de transformare n. Se observă creșterea duratei frontului cu îndepărtarea lui n de la valoarea $n = n_{opt}$ ($\lambda = 1$) și scăderea duratei frontului cînd crește $\overline{h}_{21}$ sau raportul $R'_s/\overline{h}_{11}$.

Din relația (11) se poate deduce că există o rezistență de sarcină minimă pe care poate lucra generatorul și în apropierea căreia frontul devine foarte mare. Ea are valoarea

$$R'_{s\,min} = \frac{n\,\overline{h}_{11}}{\overline{h}_{21} - \frac{1}{n}}, \qquad (15)$$

iar pentru $n = n_{opt}$

$$R'_{s\,min\,opt} = 4\,\frac{\overline{h}_{11}}{\overline{h}^2_{21}}. \qquad (16)$$

Relația (14) se poate scrie pentru montajul cu emiterul comun

$$\overline{P}_{max\,OE} = \omega_\beta \left(\frac{\overline{\beta}}{2} \sqrt{\frac{R'_s}{\overline{h}_{11\,e}}} - 1 \right), \qquad (17)$$

iar pentru montajul cu baza comună

$$\overline{P}_{max\,OB} = \omega_\alpha \left(\frac{\overline{\alpha}}{2} \sqrt{\frac{R'_s}{\overline{h}_{11\,b}}} - 1 \right). \qquad (18)$$

Pentru a compara cele două cazuri și ținînd seama că la un transistor

$$\omega_\alpha \approx \overline{\beta}\ \omega_\beta \qquad (19)$$

$$h_{11\,e} \approx \overline{\beta}\, h_{11\,b} \qquad (20)$$

$$\alpha \approx 1 \qquad (21)$$

se poate scrie

$$K = \frac{\overline{P}_{max\,OE}}{\overline{P}_{max\,OB}} = \frac{\frac{\omega_\alpha}{\overline{\beta}} \left(\frac{\overline{\beta}}{2} \sqrt{\frac{R'_s}{\overline{\beta}\,\overline{h}_{11\,b}}} - 1 \right)}{\omega_\alpha \left(\frac{1}{2} \sqrt{\frac{R'_s}{\overline{h}_{11\,b}}} - 1 \right)} =$$

$$= \frac{\sqrt{\frac{R'_s}{\overline{\beta}\,\overline{h}_{11\,b}}} - \frac{2}{\overline{\beta}}}{\sqrt{\frac{R'_s}{\overline{h}_{11\,b}}} - 2}. \qquad (22)$$

Din această relaţie se constată că avem $K > 1$ sau $\overline{P}_{max\,OE} > \overline{P}_{max\,OB}$ cînd

$$\frac{R_s'}{h_{11b}} > 4\left(1 + \frac{1}{\sqrt{\beta}}\right)^2 \qquad (23)$$

şi $K < 1$ sau $\overline{P}_{max\,OB} > \overline{P}_{max\,OE}$ cînd

$$\frac{R_s'}{h_{11b}} > 4\left(1 + \frac{1}{\sqrt{\beta}}\right)^2 \qquad (24)$$

Deci, montajul x cu emiterul comun este mai avantajos atunci cînd raportul dintre rezistenţa de sarcină reflectată în colector şi impedanţa de intrare a transistorului în montaj OB este mai mic decît 4. Luînd în consideraţie şi relaţia (16) se observă că montajul OE este şi singurul posibil în acest caz.

Montajul cu baza comună este mai avantajos cînd raportul dintre rezistenţa de sarcină reflectată în colector şi impedanţa de intrare a transistorului în montaj OB este mai mare decît 4.

3. Etapa formării palierului

Pînă acum s-a arătat că, o dată cu intrarea transistorului în saturaţie, se ajunge într-un regim de lucru cvasistaţionar, regim care ar putea fi stabil dacă nu s-ar acţiona din exterior şi elementele reactive ale schemei ar fi infinite. Practic, acest regim se întinde pe o perioadă mult mai mare decît cea a formării frontului şi determină durata palierului impulsului şi a impulsului în general. În această etapă, în mod ideal, tensiunea pe colector şi deci şi tensiunea palierului impulsului în sarcină rămîn constante. După un timp determinat de caracteristicile transistorului şi de elementele reactive ale schemei se produce din nou un proces de basculare şi se revine la situaţia iniţială de regim staţionar.

Problema determinării exacte a duratei palierului impulsului este complexă, întrucît intervin ca elemente esenţiale, în afara a două acumulatoare de energie reactivă, capacitatea de cuplaj şi inductanţa transformatorului, caracteristicile neliniare ale dispozitivului semiconductor.

În fond, pentru a determina durata palierului trebuie să răspundem la două probleme:

a) ce anume determină trecerea transistorului din regim cvasistaţionar în regim de basculare;

b) cum variază tensiunile sau curenţii în schemă pentru a se ajunge la situaţia producerii basculării.

În ce priveşte prima problemă, unii autori arată că regimul cvasistaţionar se termină în momentul cînd curentul de bază devine nul [2] sau cînd, independent de variaţia lui i_c, atinge o valoare astfel încît produsul $h_{21}n$ să devină supraunitar [4]. Aceste condiţii reprezintă însă cazuri particulare simplificate cu valabilitate restrînsă, în primul rînd numai atunci cînd generatorul lucrează în gol şi în al doilea rînd numai în anumite condiţii de variaţie a curenţilor în schemă, şi anume pentru i_b descrescător.

În realitate, problema este mai complicată chiar în cazul în care analiza se face pe caracteristici i_c (u_c) liniarizate. Pentru producerea procesului regenerativ este, într-adevăr, necesară o creştere a lui h_{21}. Dar în regimul în care se lucrează h_{21} depinde atît de curentul de bază (sau emiter) cît şi de curentul de colector. Considerînd că procesul de basculare începe în momentul în care pe bucla de reacţie se asigură o amplificare supraunitară se poate scrie condiţia necesară (echivalentă relaţiei $\beta A \geqslant 1$):

$$n\,h_{21}\,\frac{R_s'}{R_s' + n^2 h_{11}} \geqslant 1 \qquad (25)$$

Dacă se ridică caracteristicile transistorului într-un oarecare montaj, de exemplu OE, în planul $i_c - i_b$ cu u_c parametru, se poate uşor determina în fiecare punct $h_{21} = \frac{di_c}{di_b}\,u_c = \text{const.}$ sau $h_{21} \approx \frac{\Delta i_c}{\Delta i_b}\,|\,u_c = \text{const.}$ Pentru diferite curbe $u_c = \text{const.}$ se obţin punctele în care:

$$h_{21} = h_{21\,L} = \frac{1}{n}\left(1 + \frac{n^2 h_{11}}{R_s'}\right) \qquad (26)$$

De obicei se lucrează într-un plan de caracteristici $ni_c \div i_b$, care nu se deosebeşte de cel $i_c \div i_b$ decît ca scară pentru i_c şi se notează punctele pentru care

$$n\,h_{21\,L} = 1 + \frac{n^2 h_{11}}{R_s'}. \qquad (26')$$

Pentru rezistenţe de sarcină mari ($R_s' \gg n^2 h_{11}$) în planul de mai sus, punctele căutate sînt cele în care tangentele la curbe formează unghiuri de 45° cu axele de coordonate.

În fig. 6 s-au trasat caracteristicile $i_c - i_b$, pentru un transistor ПЧД, în regiunea tensiunilor de colector mică. În planul caracteristicilor s-a trasat şi curba $h_{21} = 1$.

În general (fig. 7), locul punctelor $h_{21} = h_{21\,L}$ împarte planul în două regiuni: regiunea A $h_{21} > h_{21\,L}$ în care procesul regenerativ este posibil şi regiunea B $h_{21} < h_{21\,L}$ în care procesul regenerativ nu este posibil. Acest loc poate fi uşor transpus şi în planul caracteristicilor $i_c - u_c$.

Acum se poate răspunde la prima întrebare. Regimul cvasistaţionar se termină cînd se trece din regiunea B în regiunea A, adică punctul în care se va produce basculareа va fi

la intersecţia caracteristicii de sarcină cu locul punctelor $h_{21} = h_{21L}$.

Dacă se consideră caracteristicile $i_c - u_c$ liniarizate (fig. 8), atunci în planul $i_c - u_c$ locul punctelor $h_{21} = h_{21L}$ va coincide cu dreapta

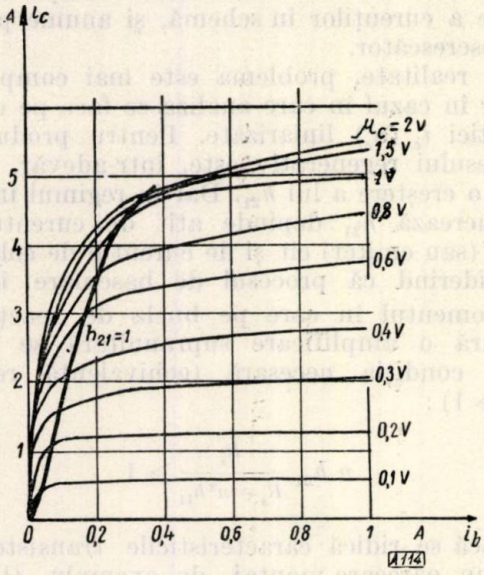


Fig. 6. Caracteristicile $i_c - i_b$ ale transistorului ПЧД. S-a trasat locul punctelor $h_{21} = 1$.

OM. În această ipoteză, locul $h_{21} = h_{21L}$ nu mai depinde de sarcină, ceea ce este explicabil întrucît prin liniarizare se presupune că în cotul caracteristicii se trece brusc de la un $h_{21} = 0$ la un h_{21} mare şi deci punctul de discontinuitate conţine toate valorile h_{21}, inclusiv cea în care se produce basculare.

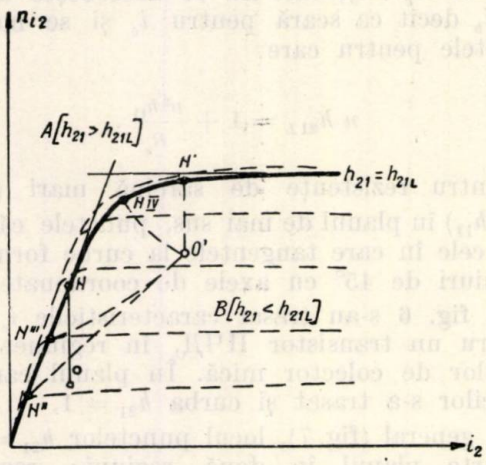


Fig. 7. Caracteristicile $ni_c - i_b$ ale unui transistor. Curba $h_{21} = h_{21L}$ împarte planul în regiunile A $(h_{21} > h_{21L})$ şi B $(h_{21} < h_{21L})$.

Curba corespunzătoare în planul $i_c - i_1$; care poate fi construită şi folosită ca atare, devine şi ea în cazul liniarizării caracteristicilor o curbă independentă de sarcină. Ea poate fi aproximată pentru calcul printr-o expresie de forma*

$$i_c = \beta I_b \ln\left(\frac{i_b}{I_b} + 1\right) \qquad (27)$$

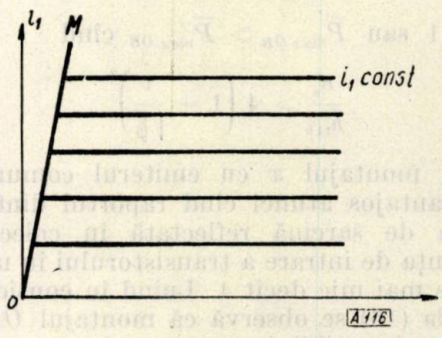


Fig. 8. Caracteristicile $i_c - u_c$ liniarizate ale unui transistor.

sau, mai simplu, printr-o nouă liniarizare:

$$\begin{aligned} i_c &= \beta\, i_b \text{ pentru } i_b \leqslant I_{b0} \\ i_c &= \beta\, I_{b0} \text{ pentru } i_b > I_{b0} \end{aligned} \qquad (28)$$

În ceea ce priveşte problema a doua, pentru a se răspunde la întrebarea cum variază curenţii în circuit, se foloseşte schema echivalentă din fig. 9. În această schemă toate mărimile au fost reduse la circuitul de intrare. Transistorul a fost înlocuit printr-un generator care dă un salt de tensiune $\frac{E}{n}$. În etapa studiată se poate considera că saltul s-a terminat şi se aplică o tensiune constantă; r'_2 este rezistenţa dinamică de ieşire a transistorului în porţiunea de saturaţie a caracteristicilor (OM), egală cu panta curbei OM şi avînd o valoare foarte mică. În general, ea poate fi neglijată în raport cu celelalte impedanţe care intervin în circuit, ceea ce este echivalent cu a considera că tensiunea constantă $\frac{E}{n}$ se aplică la bornele circuitului format din inductanţa proprie a

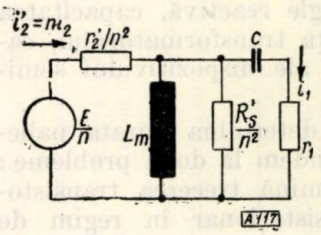


Fig. 9. Schema echivalentă a generatorului autoblocat pentru etapa formării palierului.

transformatorului de cuplaj redusă la intrare L_m, rezistenţa de sarcină reflectată la intrare

* Pentru clarificarea ideilor relaţiile de mai sus au fost scrise pentru un montaj OE. Relaţii analoge se pot scrie pentru montajul OB. Relaţia (27) a fost dedusă pe baza unor consideraţii din [7]. Liniarizarea (28) este cea pe baza căreia se lucrează şi în [6].

R_s'/n^2 şi condensatorul de cuplaj C în serie cu rezistenţa de intrare a transistorului r_1*.

Valorile iniţiale ale curenţilor sînt:

$$i_{10} = \frac{E}{n\, r_1} \tag{29}$$

$$i_{20}'' = \frac{E}{n}\left(\frac{n^2}{R_s'} + \frac{1}{r_1}\right), \tag{30}$$

dacă se neglijează căderea de tensiune pe r_2' şi se consideră inductanţa L_m şi capacitatea C destul de mari.

Vom începe prin a considera două cazuri care, deşi simple, sînt foarte apropiate de situaţii practice. O astfel de situaţie este cea în care condensatorul C este foarte mare sau nu există de loc, ceea ce se poate întîmpla la generatoarele declanşate din exterior.

În acest caz, relaţiile care determină curenţii sînt:

$$i_1 = i_{10} \tag{31}$$

$$i_2'' = i_{20}'' + \frac{E}{n\, L}\, t \tag{32}$$

Luînd în consideraţie montajul OE şi o caracteristică a transistorului dată de (28) vom determina durata τ în ipotezele a) $i_{b0} < I_{b0}$ şi b) $i_{b0} > I_{b0}$. Punctele O (O') sînt punctele iniţiale şi N (N') punctele finale în care caracteristica de sarcină intersectează $h_{21} = h_{21\,L}$ şi în care se produce basculareа (fig. 7).

În ipoteza a punctul N este dat de

$$i_{cN}'' = n\,\beta\, i_{b0} = i_{c0}'' + \frac{E}{L\, n}\,\tau. \tag{33}$$

Din relaţiile (29) (30) şi (33) se obţine

$$\tau = \left(\frac{n\,\beta - 1}{r_1} - \frac{n^2}{R_s'}\right) L_m. \tag{34}$$

Uneori interesează obţinerea unui impuls de durată maximă cu o inductanţă dată. Din expresia de mai sus se poate găsi o valoare m astfel încît τ să fie maxim.

Aceasta este:

$$n = \frac{\beta}{2}\,\frac{R_s'}{r_1}, \tag{35}$$

pentru care se obţine

$$\tau_{max} = \frac{\beta^2 R_s' - 4\, r_1}{4\, r_1^2}\, L_m. \tag{36}$$

În ipoteza b punctul N' este dat de

$$i_{cN}'' = n\,\beta\, I_{b0} = i_{c0}'' + \frac{E}{n\, L_m}\,\tau. \tag{37}$$

* Această rezistenţă variază cu curentul de intrare şi r_1 reprezintă o valoare medie.

De unde rezultă cu

$$\tau = \left[\frac{n^2\,\beta\, I_{b0}}{E} - \left(\frac{n^2}{R_s'} + \frac{1}{r_1}\right)\right] L_m. \tag{38}$$

Folosind pentru determinarea lui i_{cN} expresia caracteristicii dată de (27) se obţine

$$\tau = \left[\frac{n\,\beta\, I_b}{E}\ln\left(\frac{E}{n\, r_1\, I_b} + 1\right) - \left(\frac{n^2}{R_s'} + \frac{1}{r_1}\right)\right] L_m. \tag{39}$$

Cînd se cere o precizie mai mare, determinările se pot face grafic.

În acest caz, trebuie remarcat că, indiferent de tipul de caracteristică considerată, durata impulsului variază liniar cu inductanţa transformatorului L_m.

Atunci însă cînd trebuie să controlăm şi să reglăm durata impulsului, este preferabil să se proiecteze astfel încît această durată să depindă, practic, numai de condensatorul C. Această situaţie se obţine atunci cînd, în timpul palierului impulsului, curentul de magnetizare creşte foarte puţin faţă de curentul din circuitul de intrare, deci cînd inductanţa proprie a transformatorului are valori mari.

În acest caz, curenţii sînt daţi de relaţiile:

$$i_1 = \frac{E}{n\, r_1}\, e^{-t/r_{1c}} \tag{40}$$

$$i_2'' = i_1 + \frac{E}{n}\,\frac{n^2}{R_s'}. \tag{41}$$

Caracteristica de funcţionare este o dreaptă de pantă 45° ($O'N''$) (fig. 7). În acest caz se poate considera caracteristica i_2 (i_1) liniară. Pentru montajul OE punctul N'' este dat de

$$n\,\beta\, i_{1N} = i_{1N} + \frac{E}{n}\,\frac{n^2}{R_s'}. \tag{42}$$

Din relaţiile (40) şi (42) la timpul $t = \tau$ se obţine durata impulsului:

$$\tau = r_1\, C \ln \frac{n\,\beta - 1}{n^2}\,\frac{R_s'}{r_1}. \tag{43}$$

Se obţine o durată maximă a impulsului pentru un raport de transformare

$$n = \frac{2}{\beta} \tag{44}$$

Şi în acest caz, pentru o precizie mai mare coordonatele punctului N'' se pot determina grafic.

Oricum, în situaţia aceasta durata impulsului este direct proporţională cu C.

În sfîrşit, în unele cazuri atît L cît şi C contribuie la determinarea duratei impulsului. Atunci, pentru determinarea variaţiei curenţilor trebuie luată în consideraţie schema echivalentă din fig. 9 nesimplificată.

Relaţiile ce se pot scrie sînt:

$$i_1 = \frac{E}{nr_1} e^{-t/r_1 c} \qquad (45)$$

$$i_2'' = i_1 + \frac{E}{n}\frac{n^2}{R_s'} + \frac{E}{nL} t. \qquad (46)$$

Ecuaţia caracteristică de funcţionare este:

$$i_2'' = \frac{E}{n}\frac{n^2}{R_s'} + i_1 + \frac{E}{nL} r_1 c \ln \frac{E}{nr_1 i_1}. \qquad (47)$$

Determinarea pe cale analitică a duratei impulsului prezintă dificultăţi, dar caracteristica de mai sus poate fi uşor reprezentată grafic pentru valori cunoscute ale elementelor circuitului ($O'N'''$ sau $O'N''''$). Se observă că i_1 scade întotdeauna, pe cînd i_2'' poate, fie să crească, fie să scadă, după valorile lui L_m şi C. Caracteristicile de sarcină corespunzătoare unui punct iniţial O' se găsesc cuprinse în interiorul unui unghi de 145° faţă de verticală (fig. 7). Din analiza ecuaţiilor (45) (46) rezultă că durata impulsului pentru valori finite L_m şi C este mai mică decît în cazul $L_m = \infty$ sau $C = \infty$. Coordonatele punctului N''' (N'''') şi de aici durata impulsului se determină grafic.

4. Etapa regimului staţionar

Sistemul autooscilant. După basculare, circuitul revine în regimul staţionar iniţial. S-a arătat că, datorită introducerii în schemă a diodei D, nu apare un salt invers al tensiunii pe colector. După tăierea transistorului, condensatorul C se descarcă prin rezistenţa R şi prin rezistenţa de intrare inversă a transistorului r_{inv}, care se poate neglija dacă este suficient de mare faţă de R.

Pentru obţinerea unor frecvenţe de repetiţie mici însă, R creşte şi devine comparabil cu rezistenţa de intrare a transistorului. Pe de o parte, aceasta limitează frecvenţa minimă care se poate obţine, iar pe de altă parte este destul de dificil să se ţină seama în calcule analitice de această rezistenţă de intrare, care variază cu punctul de funcţionare, cu temperatura şi de la un transistor la altul.

Totuşi, în limitele unei precizii de $\pm 10\%$ se poate face o determinare analitică a frecvenţei de repetiţie.

Considerăm cele două montaje OB şi OE.

Montajul cu baza comună. Schema echivalentă pentru această etapă este cea din fig. 10.

S-a considerat că descărcarea condensatorului se face destul de lent, încît să poată fi neglijat efectul inductanţei transformatorului, că joncţiunea de emiter se comportă ca o rezistenţă variabilă $r_{1\,inv}$, efectul joncţiunii de colector asupra circuitului de intrare poate fi neglijat iar rezistenţa r_b este neglijabilă faţă de rezistenţa joncţiunii.

Caracteristica de intrare este teoretic exponenţială (fig. 11), care ajunge la saturaţie pentru valori foarte mici ale tensiunii joncţiunii:

$$i_e = I_{es} (e^{\lambda u_{eb}} - 1) \qquad (48)$$

Ea poate fi considerată pentru cea mai mare parte a variaţiei tensiunii ca o dreaptă

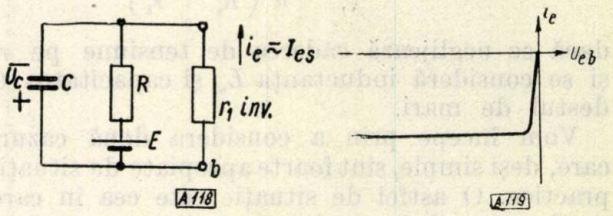


Fig. 10. Schema echivalentă a generatorului autoblocat în regim staţionar (montaj OB).

Fig. 11. Caracteristica joncţiunii emiter a unui transistor.

paralelă cu axa absciselor, deoarece tensiunile care apar sînt mari faţă de tensiunea de saturaţie. Aceasta corespunde cu echivalarea circuitului de intrare cu un circuit care absoarbe un curent constant I_{es}.

Pe această bază se determină uşor durata pauzei T, egală cu timpul necesar pentru ca tensiunea joncţiunii emiter să devină nulă.

$$T = RC \ln \left(1 + \frac{u_{c0}}{E + RI_{es}}\right) \qquad (49)$$

Se observă că durata devine independentă de caracteristica de intrare cînd $E \gg RI_{se}$ şi egală cu

$$T = RC \ln \left(1 + \frac{u_{c0}}{E}\right) \qquad (49\,a)$$

În lipsa rezistenţei R ($R = \infty$) şi a sursei de polarizare durata devine

$$T_{R=\infty} = \frac{C\,u_{c0}}{I_{es}} \qquad (49\,b)$$

Pentru determinări mai precise se pot face aproximări mai bune, fie considerînd caracteristica formată din două segmente de dreaptă de pante diferite, fie lucrînd chiar cu caracteristica exponenţială; de obicei relaţia (49) este satisfăcătoare pentru cazurile practice.

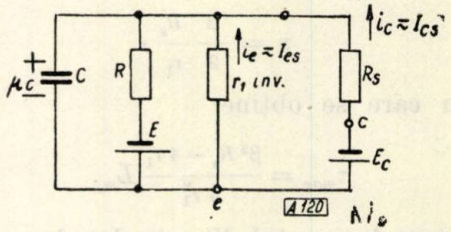


Fig. 12. Schema echivalentă a generatorului autoblocat în regim staţionar (montaj OE).

Montajul cu emiterul comun. Se consideră schema echivalentă din fig. 12.

Joncţiunile, ambele polarizate invers, au fost echivalate prin rezistenţele $r_{1\,inv}$ şi r_c. Dacă considerăm, ca şi mai înainte, curentul joncţiunii emiter constant, iar curentul joncţiunii colector (a cărui tensiune variază între $E_c + u_{c0}$ şi E_c) constant şi egal cu I_{es}, durata pauzei este dată de :

$$T = RC \ln \left(1 + \frac{u_{co}}{E + R(I_{es} + I_{cs})}\right), \quad (50)$$

iar

$$T_{R=\infty} = C \frac{u_{co}}{I_{es} + I_{cs}} \quad (50\,a)$$

La un transistor obişnuit $I_{cs} > I_{es}$, astfel încît pentru aceleaşi valori ale lui R şi C se obţine o durată a pauzei mai mică la montajul OE.

Tensiunea iniţială pe condensator se obţine din

$$u_{c0} = \frac{E}{n} - r_1 i_{1N}, \quad (51)$$

în care i_{1N} este valoarea curentului de intrare în momentul basculării, determinat din intersecţia caracteristicii de funcţionare în locul $h_{21} = h_{21\,L}$.

Sistemul cu declanşare exterioară. Prin inversarea polarităţii sursei din circuitul de intrare după basculare, circuitul se menţine în regim staţionar pînă la acţionarea unui impuls exterior. Problema caracteristicilor impulsului de declanşare şi a variaţiei parametrilor impulsului generat în funcţie de aceste caracteristici este pe larg tratată în [5].

5. Alegerea transistorului şi elementelor schemei

Principalele considerente care determină alegerea unuia sau a altui tip de transistor în oscilatoarele autoblocate, folosite ca generatoare de impulsuri de putere, sînt cele legate de puterea cerută în sarcină şi durata admisă pentru frontul impulsului.

Puterea efectivă disipată de transistor, P_d, dată de relaţia (1), este mică în majoritatea cazurilor şi nu este aceea care limitează direct folosirea unui transistor pentru obţinerea unei anumite puteri în sarcină. Totuşi, ea intervine limitînd tensiunea de alimentare a transistorului [9] şi impunînd adesea luarea de măsuri speciale de răcire, chiar pentru puteri disipate mici.

Evident, în cazuri speciale, puterea disipată poate fi ea însăşi un factor limitativ.

Puterea în impuls în sarcină este dată de

$$P_s \approx \frac{E_c^2}{R_s'} \quad (52)$$

Desigur, la o tensiune dată este avantajos să lucrăm cu o rezistenţă de sarcină reflectată în colector R_s' cît mai mică. Dar cu cît R_s' este mai mică, cu atît frontul este mai necorespunzător (fig. 5) lucrîndu-se cu un P_{max} mai mic (14). Deci, pentru un front dat şi un transistor ales, există o valoare R_s' minimă. Dacă frontul nu este un element esenţial, valoarea minimă a lui R_s' rezultă din condiţiile de oscilaţie; R_s' se ia de cîteva ori mai mare decît valoarea rezultantă din (15) sau (16). De remarcat că $\overline{p}_{max}$ este direct proporţional cu frecvenţa de tăiere a transistorului.

Transistoarele care lucrează cu tensiuni mari de alimentare şi care au impedanţe mici de intrare, permiţînd astfel să se lucreze cu rezistenţe R_s' mici, sînt tocmai transistoarele de putere.

Transistoarele de putere au însă frecvenţe de tăiere scăzute, astfel încît adeseori pentru obţinerea unui front acceptabil este necesar să se introducă între generator şi sarcină un circuit suplimentar de formare, compus dintr-o inductanţă neliniară şi o capacitate.

Etapele în proiectarea unui generator autoblocat care să dea impulsuri de putere P_s front maxim t_f, durată τ şi perioadă de repetiţie T ar fi următoarele :

1. *Alegerea transistorului şi montajului de conectare.* Alegîndu-se un transistor, se verifică dacă el este corespunzător.

Valoarea lui R_s' rezultă din relaţia (52) pentru P_s dat şi E_c corespunzător.

Se alege montajul cu emiterul comun sau baza comună, conform concluziilor ce rezultă din relaţiile (23) şi (24), dacă nu intervin alte considerente (condiţii de lucru sau de alimentare).

R_s' trebuie să fie de cîteva ori mai mare decît h_{11} corespunzător.

Folosind relaţiile (12) şi (14) se verifică dacă frontul ce se poate obţine este mai bun decît cel impus.

Din curbe (fig. 5) se poate urmări variaţia frontului cu sarcina.

2. *Proiectarea transformatorului.* Se determină raportul de transformare $n = n_{opt}$ din relaţia (13) şi raportul n' din relaţia (3).

Se alege modul de lucru

a) cu condensator C foarte mare;

b) cu inductanţă proprie a transformatorului, redusă la înfăşurarea de intrare L_m foarte mare;

c) cu condensator C şi inductanţa L_m de valori finite.

În primul caz (*a*) L_m rezultă din relaţiile care determină durata impulsului (34), (38) sau (39) sau grafic.

De remarcat este faptul că dacă problema obţinerii unui front cît mai bun nu este esen-

ţială, se poate obţine un impuls de durată dată cu o valoare L minimă pentru un n luat conform relaţiei (35).

În al doilea caz (b) durata impulsului nu mai depinde de L. Dar inductanţa L trebuie să îndeplinească inegalitatea:

$$L_m \gg r_1 \tau \qquad (53)$$

În cazul (c) se determină grafic valorile lui L_m şi C, care dau o anumită durată τ a impulsului.

Ceilalţi parametri ai transformatorului se calculează după metodele generale de proiectare a transformatoarelor de impulsuri [8], [13].

3. *Alegerea condensatorului* C. În cazul (a) se determină astfel încît

$$C \gg \frac{\tau}{r_1} \qquad (54)$$

În cazul (b), C, care determină durata impulsului, rezultă din relaţia (43) sau grafic.

4. *Rezistenţa* R se calculează din relaţiile (49) sau (50), după ce în prealabil s-a ales tensiunea sursei de polarizare E şi s-a calculat u_{c0} (51).

Dăm un exemplu de proiectare:

Se cere proiectarea unui generator autoblocat în regim de autooscilaţie care să dea impulsuri avînd următorii parametri: puterea în impuls $P_s = 144$ W în sarcină $R_s = 16\,\Omega$, durata frontului $t_f \leqslant 5$ μs;
durata impulsului $\tau = 20$ μs;
perioada de repetiţie $T = 300$ μs.

Alegem un transistor ПНА şi determinăm prin cîteva măsurători parametrii $\bar{\beta} = 12$ $f_0 = 30$ kHz; $\bar{h}_{11e} = 40\,\Omega$ $I_s = 10$ mA; tensiunea de alimentare $E_c = 48$ V
sarcina reflectată în colector

$$R_s' = \frac{E_c^2}{P}\eta = \frac{48^2}{144}0{,}9 = 14{,}4\ \Omega;$$

$$n' = \sqrt{\frac{R_s'}{R_s}} = \sqrt{\frac{14{,}4}{16}} = 0{,}94$$

Se alege, conform celor arătate, montajul $OE\left(\frac{R_s'}{h_{11b}} < 4\right)$

$$n_{opt} = \sqrt{\frac{R_s'}{\bar{h}_{11e}}} = \sqrt{\frac{14{,}4}{40}} = 0{,}6$$

$$\overline{P} = 2\pi f_0\left(\frac{\bar{h}_{21}}{2}\sqrt{\frac{R_s'}{\bar{h}_{11e}}} - 1\right) = 2.30.10^3$$

$$(6.0{,}6 - 1) = 0{,}49.10^6$$

$$t_f = \frac{2{,}3}{P} = \frac{2{,}3}{0{,}49.10^6} = 4{,}8\ \mu s.$$

Cu un circuit de formare corespunzător se poate obţine un front îmbunătăţit avînd o durată sub 1,5 μs.

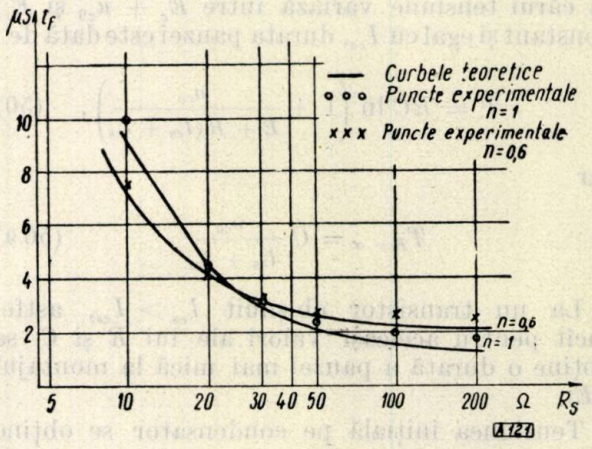


Fig. 13. Verificarea experimentală a variaţiei duratei frontului cu sarcina.

Lucrăm cu L mare

$$L \gg r_1 \tau = 40 \cdot 20 \cdot 10^{-6} = 0{,}8 \text{ mH}$$

Vom lua $L = 8$ mH.

Se calculează:

$$C = \frac{\tau}{r_1 \ln \frac{(n\beta - 1)R_s'}{n^2 r_1}} = 0{,}19\ \mu F$$

Pentru determinarea lui R calculăm:

$$i_{1N} = \frac{E_c}{nr_1} e^{-\tau/r_1 C} = 0{,}144\ A$$

$$u_{c0} = \frac{E}{n} - i_{1N} r_1 = 74\ V.$$

Prin cîteva încercări se determină $R = 2$ kΩ.

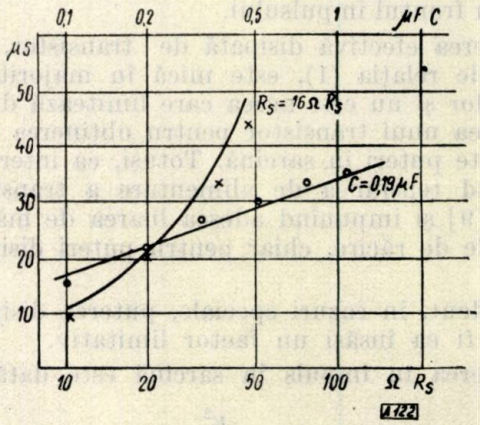


Fig. 14. Verificarea experimentală a variaţiei duratei impulsului cu sarcina şi capacitatea C.

Verificări experimentale

Pentru generatorul cu parametrii de mai sus s-a studiat variația duratei frontului cu sarcina, variația duratei impulsului cu sarcina și capacitatea condensatorului C.

În fig. 13 și 14 se dau curbele teoretice de variație și o serie de puncte experimentale.

Se observă că rezultatele experimentale sînt apropiate de cele predeterminate, depărtîndu-se pentru durata frontului la valori mari ale rezistenței de sarcină, iar pentru durata impulsului la durate mari.

În general, relațiile și metodele date permit proiectarea destul de exactă a generatoarelor autoblocate de impulsuri de putere și permit analiza aprofundată a funcționării lor.

BIBLIOGRAFIE

[1] Linvill J. G. și Mattson R. H.: *Jonction transistor blocking oscillators* — P.I.R.E. V **43** (1955) 11, pag. 1632.

[2] Senatorov K. I. și Berestovski G. N.: *Analiz profesov v. bloking gheneratore na poluprovodnicovom triode* — Radiotehnica i electronica **1** (1956) 5, pag. 654.

[3] Senatorov K. I. și Guşciov V. T.: *Cisledovaniu profesov v bloking gheneratore na poluprovodnicovom triode* — Radiotehnica i electronica **2** (1957) 9. pag. 1119.

[4] Iacovlev V. N.: *C rasciotu dlitelnosti impulsa bloking gheneratore na ploscostnom triode.* — Radiotehnica i electronica **3** (1958) 9, pag. 1167.

[5] Narud J. A. și Aaron M. I.: *Analysis and design of a transistor blocking oscillator including inherent nonlinearities.* The Bell System Technical Journal **38** (1959). 5, pag. 785—852.

[6] Mensikov B. S.: *Formirovanie versint impulsa v bloking gheneratore na poluprovodnicovom triode.* — Radiotehnica i electronica **5** (1960) 2, pag. 263.

[7] Webster V. M.: *On the variation of junction transistor current amplification factor with emitter current* P.I.R.E. **42** (1954) 6 pag. 814.

[8] Smith J. H.: *Simplified Pulse Transformer Design* — Electronic Engineering **29** (1957) 357, pag. 551.

[9] Schmeltzer R. A.: *Maximum stable collector voltage for junction transistor* P.I.R.E. **48** (1960) 3, pag. 331.

[10] Meerovici L. A. și Zelicenko L. G.: *Tehnica impulsurilor* — Editura Tehnică, București, 1958.

[11] Shea T. R.: *Principles of Transistor Circuits* — New York-Londra 1957.

[12] Millman I. și Taub H.: *Pulse and digital circuits* — New York-Toronto-Londra, 1956.

[13] Aizinov M. M.: *Perehodnie profesi v elementah radionstroistv.* — Izd. Morskoi transport. Leningrad, 1955.

ARMAND SEGAL *

Proiectarea registrelor de deplasare cu inele magnetice **

CZ 621.318.56

Dezavantajele care apar o dată cu creşterea numărului de tuburi electronice din schemele de automatizări complexe au dat naştere unei tendinţe din ce în ce mai accentuate de înlocuire a acestora cu alte elemente superioare prin performanţele ce le oferă. Unul din aceste elemente este inelul cu caracteristică de magnetizare rectangulară. Realizat din bandă metalică specială sau din material de tip ferită, datorită proprietăţilor sale magnetice, acest element este foarte bine adaptat reprezentării unei informaţii binare. Subansamblul reprezentativ al utilizării acestor inele magnetice este registrul de deplasare, organ cu multiple utilizări în schemele amintite.

Trecînd peste principiile de funcţionare cît şi asupra schemelor acestor registre de deplasare, devenite de altfel clasice în prezent, în acest articol se prezintă un aspect important al proiectării unui anumit tip de registru şi anume a aşa-numitului „registru de deplasare într-un singur timp". Schema uneia din variantele acestui tip de registru este prezentată în fig. 1.

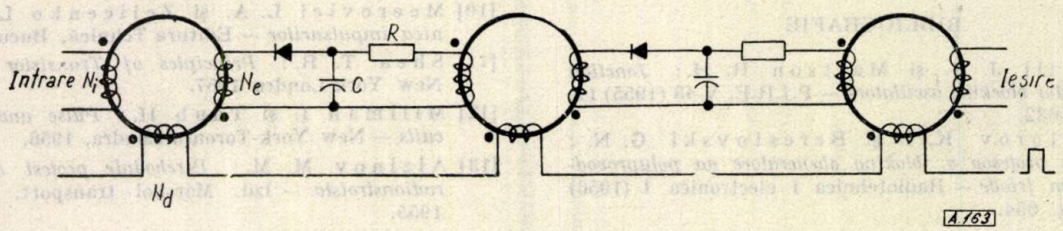


Fig. 1. Schema unei variante a registrului de deplasare într-un singur timp.

După cum se ştie, pe durata impulsului de deplasare, informaţiile conţinute de miezuri sînt înmagazinate în condensatorii afectaţi fiecăruia sub formă de sarcină electrică, fiind transferate în perioada imediat următoare dispariţiei impulsului de deplasare poziţiilor vecine dinspre dreapta. Cea de-a doua fază a acestui proces, şi anume basculareа unui inel cu caracteristică de magnetizare rectangulară sub acţiunea curentului de descărcare a unui condensator, constituie obiectul principal al acestui articol.

În ipoteza unei caracteristici de magnetizare rectangulare ideale, schema echivalentă a unui asemenea inel pe durata basculării sale este dată în fig. 2.

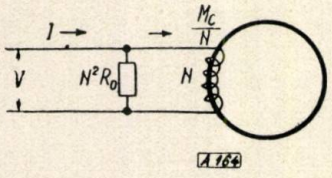


Fig. 2. Schema echivalentă a unui inel pe durata basculării sale :
M_c – amperspirele corespunzătoare obţinerii unui cîmp egal cu cel coercitiv (H_c); N – numărul de spire; R_0 – constanta miezului.

Prin introducerea rezistenţei N^2R_0 se ţine cont de pierderile proporţionale cu variaţia fluxului, pierderi ce apar pe durata basculării. O metodă pentru determinarea lui R_0 va fi indicată mai jos.

Schema electrică de basculare a miezului se va prezenta deci astfel (fig. 3):

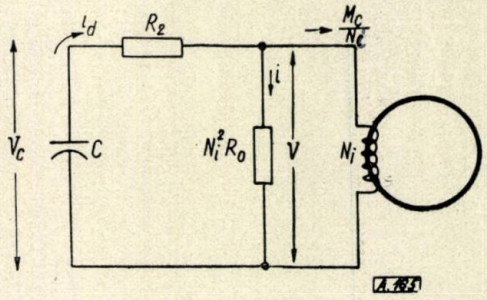


Fig. 3. Schema electrică de basculare a miezului :
R_2 – rezistenţa ohmică a circuitului de descărcare.

Scriind ecuaţia sistemului obţinem.

$$V_{c\,max} + M_c N_i R_0 = \frac{1}{C}\int i_d\,dt + (R_2 + N_i^2 R_0) i_d \qquad (1)$$

pentru

$$0 \leqslant t \leqslant T_b\,,$$

unde :

$V_{c\,max}$ – valoarea iniţială a tensiunii la bornele condensatorului;

T_b – timpul de basculare al miezului.

*) Ing. A. SEGAL este inginer principal la Institutul de Fizică Atomică.

**) Comunicare în cadrul Consfătuirii tehnico-ştiinţifice asupra maşinilor electronice de calcul, 13–15 ianuarie 1960, Bucureşti.

Soluția acestei ecuații este :

$$i_d = I_{d0}\, e^{-t/\tau_2} \text{ pentru } 0 \leqslant t \leqslant T_b \qquad (2)$$

unde

$$I_{d0} = \frac{V_{c\,max} + M_c N_i R_0}{R_2 + N_i^2 R_0} \qquad (3)$$

$$\tau_2 = C\left(R_2 + N_i^2 R_0\right) \qquad (4)$$

Pe de altă parte se poate scrie relația :

$$N_i \frac{d\Phi}{dt} = \left(I_{d0}\, e^{-t/\tau_2} - \frac{M_c}{N_i}\right) N_i^2 R_0$$

unde Φ este fluxul prin secțiunea miezului. Integrînd pe perioada $0 - T_b$ și ținînd cont că

$$\int_0^{T_b} \frac{d\Phi}{dt}\, dt = [\Phi]_0^{T_b} \simeq 2\,\Phi_s$$

Φ_s — valoarea fluxului de saturație, rezultă

$$\frac{2\Phi_s}{N_i R_0} = \tau_2 I_{d0}\,(1 - e^{-T_b/\tau_2}) - \frac{M_c}{N_i} T_b \qquad (5)$$

Pentru un miez dat sînt cunoscute valorile : M_c, R_0 și Φ_s

Se observă că trebuie determinați C, N_i, T_b și $V_{c\,max}$ dispunînd de o singură relație (relația 5).

În proiectarea registrelor de deplasare se impun în mod obișnuit valorile $V_{c\,max}$ și T_b.

Introducînd parametrul K definit prin relația

$$I_{d0}\, e^{-T_b/\tau_2} = K \frac{M_c}{N_i}, \qquad (6)$$

după cum se vede, K reprezintă raportul dintre curentul din bobinajul de intrare (N_i) la sfîrșitul basculării și acel curent care ar produce în același bobinaj un cîmp egal cu cel coercitiv.

Substituind în (5) se obține :

$$\tau_2 = \frac{\frac{2\Phi_s}{M_c R_0}}{K e^{T_b/\tau_2} - \left(K + \frac{T_b}{\tau_2}\right)} \qquad (7)$$

Introducînd

$$\tau_2' = \frac{1}{K e^{T_b/\tau_2} - \left(K + \frac{T_b}{\tau_2}\right)}, \qquad (8)$$

se observă că

$$\tau_2 = \frac{2\Phi_s}{M_c R_0} \tau_2', \qquad (9)$$

iar $\frac{2\Phi_s}{M_c R_0}$ este o constantă a inelului.

τ_2' este o funcție de K și $\frac{T_b}{\tau_2}$.

Luînd pe K drept parametru se poate trasa familia $\tau_2' = \tau_2'\left(\frac{T_b}{\tau_2}\right)$

La $K = \text{const.}$ pentru $\frac{T_b}{\tau_2} = \beta$ rezultă τ_2'.

Din (9) se poate calcula τ_2 iar T_b rezultă din

$$T_b = \beta \tau_2$$

Utilizînd (9) putem scrie :

$$T_b = \beta \tau_2' \frac{2\Phi_s}{M_c R_0} \qquad (10)$$

Introducînd

$$T_b' = \frac{T_b}{\frac{2\Phi_s}{M_c R_0}}, \qquad (11)$$

din relația (10) rezultă :

$$T_b' = \beta \tau_2' \qquad (12)$$

În final se calculează familia T_b' funcție de $\frac{T_b}{\tau_2}$ (adică β) avînd pe K drept parametru.

În tabela 1 sînt date valorile calculate ale acestei familii pentru $K = 1{,}1\,;\ 1{,}2\,;\ \ldots\ 2{,}9\,;\ 3$ și $\frac{T_b}{\tau_2} = 0{,}1\,;\ 0{,}2\,;\ \ldots\ 1{,}4$.

Aceste curbe sînt generale, particularizarea pentru miezul dat făcîndu-se prin intermediul lui (9) și (11).

În acest stadiu se dispune de elemente necesare proiectării componentelor ce determină regimul de basculare al inelului.

Rezumînd, este dat un inel (M_c, R_0, Φ_s) și se impun valorile parametrilor $V_{c\,max}$ și T_b. Proiectarea decurge astfel :

— se calculează T_b' (din 11) ;

— din tabela 1 se determină dubletele K și $\frac{T_b}{\tau_2}$ corespunzătoare valorii lui T_b'.

Din relațiile (3) și (6) rezultă

$$N_i = \frac{V_{c\,max} + \sqrt{V_{c\,max}^2 - 4\,\alpha\, R_0 R_2 (\alpha - M_c)}}{2\, R_0 (\alpha - M_c)} \qquad (13)$$

unde

$$\alpha = K\, M_c\, e^{T_b/\tau_2} \qquad (14)$$

Din (4) rezultă :

$$C = \frac{\tau_2}{N_i^2 R_0 + R_2}. \qquad (15)$$

Pentru fiecare dublet K şi $\frac{T_b}{\tau_2}$ rezultă o pereche C şi N_i. Soluţia optimă este aceea ce corespunde minimului de energie înmagazinată în condensator, deci este asigurată de grupul ce posedă condensatorul de valoare minimă.

Ţinînd cont de (16) şi utilizînd (6) şi (3) se obţine :

$$e^{T_b/\tau_2} = 2 - \frac{1}{K} \qquad (22)$$

Tabela 1

K	$\beta = T_b/\tau_2$													
	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	1,1	1,2	1,3	1,4
1,1	6,3743	4,5931	3,5358	2,8367	2,3409	1,9715	1,6862	1,4596	1,2755	1,1234	0,9958	0,8874	0,7945	0,7140
1,2	3,8160	3,0449	2,5035	2,1031	1,7955	1,5522	1,3552	1,1928	1,0569	0,9416	0,8429	0,7575	0,6830	0,6177
1,3	2,7231	2,2773	1,9377	1,6710	1,4562	1,2799	1,1329	1,0085	0,9022	0,8105	0,7306	0,6607	0,5990	0,5443
1,4	2,1168	1,8187	1,5805	1,3862	1,2248	1,0890	0,9732	0,8735	0,7870	0,7114	0,6448	0,5858	0,5334	0,4865
1,5	1,7314	1,5139	1,3345	1,1843	1,0569	0,9477	0,8530	0,7704	0,6980	0,6339	0,5770	0,5262	0,4807	0,4398
1,6	1,4647	1,2966	1,1548	1,0338	0,9294	0,8387	0,7592	0,6891	0,6270	0,5716	0,5221	0,4776	0,4375	0,4013
1,7	1,2691	1,1338	1,0177	0,9172	0,8294	0,7522	0,6840	0,6233	0,5691	0,5205	0,4767	0,4372	0,4015	0,3690
1,8	1,1197	1,0074	0,9097	0,8242	0,7488	0,6819	0,6223	0,5690	0,5210	0,4778	0,4386	0,4031	0,3709	0,3415
1,9	1,0017	0,9063	0,8225	0,7484	0,6825	0,6236	0,5709	0,5233	0,4804	0,4415	0,4062	0,3740	0,3446	0,3178
2,0	0,9062	0,8237	0,7505	0,6853	0,6270	0,5745	0,5273	0,4845	0,4457	0,4104	0,3782	0,3488	0,3218	0,2972
2,1	0,8274	0,7548	0,6901	0,6320	0,5798	0,5326	0,4898	0,4510	0,4156	0,3833	0,3538	0,3267	0,3019	0,2791
2,2	0,7611	0,6966	0,6387	0,5865	0,5392	0,4964	0,4574	0,4219	0,3894	0,3596	0,3324	0,3073	0,2843	0,2630
2,3	0,7047	0,6467	0,5944	0,5470	0,5040	0,4648	0,4290	0,3962	0,3662	0,3387	0,3134	0,2901	0,2686	0,2488
2,4	0,6561	0,6035	0,5559	0,5195	0,4730	0,4369	0,4039	0,3736	0,3457	0,3201	0,2964	0,2747	0,2545	0,2359
2,5	0,6137	0,5657	0,5220	0,4821	0,4457	0,4122	0,3816	0,3533	0,3273	0,3034	0,2813	0,2608	0,2419	0,2244
2,6	0,5765	0,5324	0,4921	0,4551	0,4213	0,3902	0,3616	0,3352	0,3108	0,2883	0,2675	0,2483	0,2304	0,2139
2,7	0,5435	0,5027	0,4653	0,4310	0,3995	0,3704	0,3436	0,3188	0,2959	0,2747	0,2551	0,2369	0,2200	0,2044
2,8	0,5141	0,4762	0,4414	0,4093	0,3798	0,3525	0,3273	0,3040	0,2824	0,2623	0,2438	0,2265	0,2105	0,1956
2,9	0,4878	0,4524	0,4198	0,3897	0,3619	0,3362	0,3125	0,2904	0,2700	0,2510	0,2334	0,2170	0,2018	0,1876
3,0	0,4640	0,4308	0,4002	0,3719	0,3457	0,3214	0,2989	0,2781	0,2587	0,2406	0,2239	0,2083	0,1938	0,1802

În cazul în care

$$N_i^2 R_0 \gg R_2 \qquad (16)$$

şi se presupune $K \cong$ constant în jurul valorii minime a condensatorului, calculele de proiectare sînt mult mai simple, obţinîndu-se totodată în mod direct valorile optime ale parametrilor.

Ţinînd cont de (16) şi utilizînd (2), (3), (4) şi (5) rezultă :

$$\frac{2\Phi_s}{R_0} + M_c T_b = C\,[V_{c\,max} N_i - M_c R_0 (K-1) N_i^2] \qquad (17)$$

Termenul stîng este o constantă, deci minimul lui C se obţine pentru valoarea maximă a parantezei. De aci se impune condiţia

$$N_i = \frac{V_{c\,max}}{2\,(K-1) M_c R_0} \qquad (18)$$

Din (17) se obţine

$$C = \frac{2 A M_c}{N_i V_{cmax}} \qquad (19)$$

unde

$$A = \frac{2\Phi_s}{M_c R_0} + T_b = \text{constant} \qquad (20)$$

Din (18) şi (19) rezultă :

$$\tau_2 = N_i^2 R_0 C = \frac{A}{K-1} \qquad (21)$$

Folosind (21) se poate scrie :

$$\frac{T_b}{\tau_2} = \frac{T_b}{A}(K-1) \qquad (23)$$

Observînd că $\frac{T_b}{A}$ este constant, introducem

$$\frac{T_b}{A} = B \qquad (24)$$

$$\frac{T_b}{\tau_2} = x \qquad (25)$$

Relaţia (22) devine :

$$B = x \frac{2 - e^x}{e^x - 1} \qquad (26)$$

Fiind trasată curba $B(x)$ calculele de proiectare sînt duse cu multă uşurinţă. Se calculează A (relaţia 20) iar apoi B (relaţia 24). De pe curbă se determină valoarea corespunzătoare pentru x. Se determină apoi K din relaţia

$$K = \frac{x + B}{B} \qquad (27)$$

Folosind relaţiile (18) şi (19) se calculează valorile lui N_i şi C.

Observînd că pentru

$$0{,}06 \leqslant B \leqslant 0{,}85 \qquad (28)$$

relația (26) poate fi foarte bine aproximată cu

$$B = 1 - 1{,}45\ x \tag{29}$$

rezultă

$$K = \frac{1 + 0{,}45\ B}{1{,}45\ B} \tag{30}$$

Determinarea valorii lui C și N_i se face utilizînd aceleași relații ca mai sus (relațiile 18 și 19).

Măsurătorile făcute asupra unui registru de deplasare cu trei poziții binare au indicat o concordanță cu totul satisfăcătoare între calcule și rezultatele experimentale.

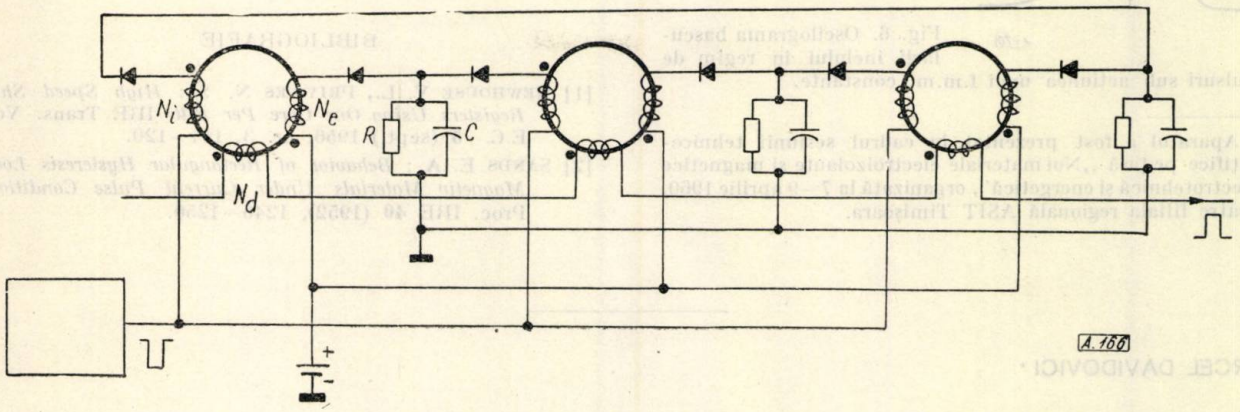
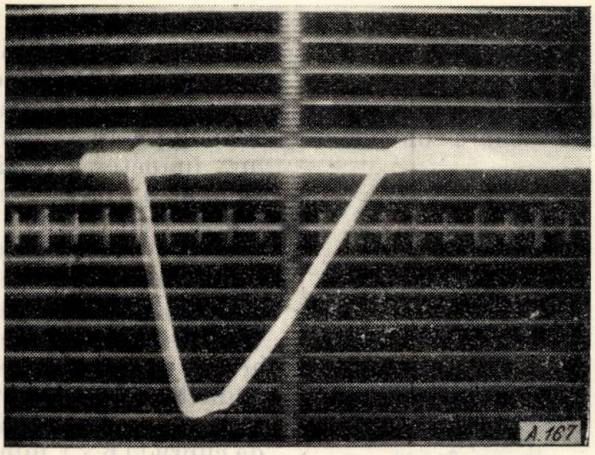
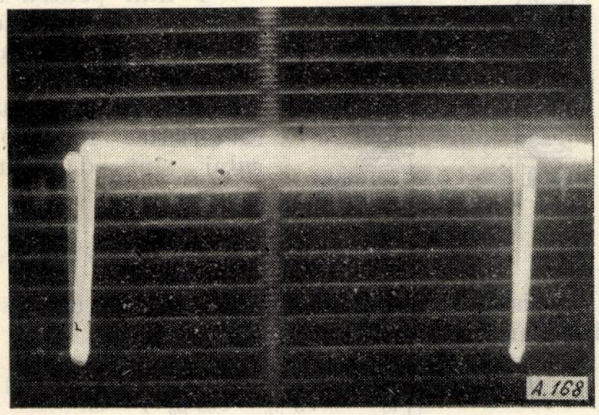


Fig. 4. Variantă a registrului descris de V. L. Newhouse și N. S. Prywes [1].



a

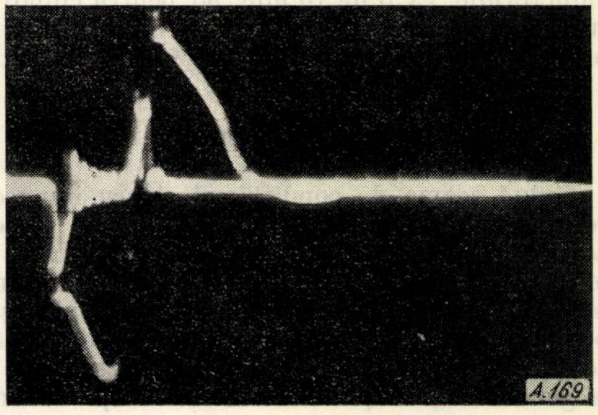


b

Schema din fig. 4 este o variantă a registrului descris de V. L. Newhouse și N. S. Prywes [1] utilizînd o tensiune continuă pentru anihilarea efectelor pulsurilor parazite de zero și impuls negativ de tensiune pentru blocarea circulației curentului prin bobinajul de intrare (N_i) pe durata impulsului de deplasare. În fig. 5 sînt arătate formele de undă în cîteva puncte interesante, atunci cînd prin registru este făcut să circule numărul binar 100.

Inelele magnetice, ferite tip VII/13IA producție ICET, s-au dovedit a fi utilizabile în bune condiții în scopul realizării acestor registre de deplasare.

Constantele inelului au fost determinate cu ajutorul unui aparat electronic, proiectat și construit la IFA în scopul determinării parametrilor și sortării inelelor magnetice cu ca-

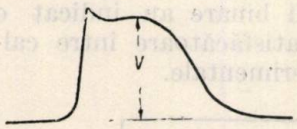


c

Fig. 5. Ieșirea registrului este deschisă pe intrarea sa. Prin registru circulă numărul binar 100 :
a – tensiunea la bornele condensatorului ; declanșarea sincroscopului la fiecare impuls de deplasare ; viteza de baleiaj 1 μ s/diviziune ;
b – tensiunea la bornele condensatorului la o viteză de baleiaj mai redusă ; *c* – tensiunea la bornele bobinajului de ieșire.

racteristică rectangulară*. Valoarea lui R_0 se determină experimental din relaţia

$$R_0 = \frac{V}{N^2\left(I - \frac{M_c}{N}\right)}$$



A 170

Fig. 6. Oscilograma basculării inelului în regim de impulsuri sub acţiunea unei f.m.m. constante.

în condiţiile basculării inelului sub acţiunea unei forţe magnetomotoare NI (I = const.) în regim de impulsuri (fig. 2). Pentru V se ia valoarea celui de-al doilea maxim (fig. 6), forţa magnetomotoare la care se face măsurătoarea fiind de 2—3 M_c.

BIBLIOGRAFIE

[1] NEWHOUSE V. L., PRIYWES N. S.: *High Speed Shift Registers Using One Core Per Bitt.* IRE Trans. Vol. E.C.—**5** (sept.) 1956, nr. 3, 114—120.

[2] SANDS E. A.: *Behavior of Rectangular Hysteresis Loop Magnetiv Materials Under Current Pulse Condition.* Proc. IRE **40** (1952), 1246—1250.

* Aparatul a fost prezentat în cadrul sesiunii tehnico-ştiinţifice pe ţară „Noi materiale electroizolante şi magnetice în electrotehnică şi energetică", organizată la 7—9 aprilie 1960, de către filiala regională ASIT Timişoara.

MARCEL DAVIDOVICI *

Generator de înaltă frecvenţă pentru încălzire prin inducţie

CZ 621.365.5 : 621.373

Producţia tuburilor electronice şi reconditionarea acestora este legată de realizarea în bune condiţii a unui vid înaintat în interiorul balonului tubului. Problema degazării sistemelor metalice din interiorul balonului a fost rezolvată într-o primă fază cu ajutorul bombardamentului ionic. Metoda cea mai perfecţionată în stadiul actual este încălzirea prin inducţie cu înaltă frecvenţă.

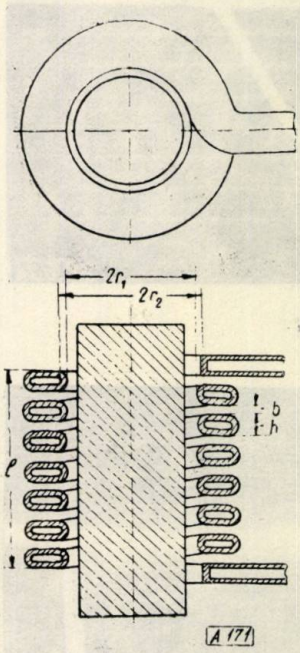
Lucrarea de faţă are drept scop să prezinte un generator de încălzire prin inducţie pentru degazare. Generatorul va trebui să încălzească în toată masa cilindrii cu diametrul de la 10 la 50 mm de o lungime de la 10—150 mm din nichel, tantal sau molibden la o temperatură de circa 900°C. Pentru cilindri de diametre pînă la 40 mm, diametrul interior minim al inductorului va fi de 70 mm, iar pentru cilindri cu diametre mai mari de 40 mm, diametrul interior minim al inductorului va fi de 100 mm.

Elemente de calcul

Ţinînd seama de condiţiile de lucru impuse generatorului, şi anume încălzirea unor piese de diametru mic (10 mm) la un diametru interior al inductorului mare (70 mm), deci în condiţiile unui cuplaj foarte slab între piesă şi bobina inductoare, şi datorită condiţiilor de adaptare ale sarcinii (ansamblu inductor piesă) la generator şi scopului universal al aparatului (putere specifică mică) s-a ales ca frecvenţă de lucru frecvenţa de cca. 1 MHz.

La proiectarea inductoarelor necesare diferitelor aplicaţii s-a ţinut seama de condiţiile de dimensiuni impuse de ansamblul inductor piesă, de o valoare convenabilă a reactanţei ansamblului inductor piesă pentru a lucra cu tensiuni nu prea ridicate pe inductor şi de obţinerea unui factor de putere cît mai bun, deci o putere reactivă nu prea mare. Inductoarele au fost realizate din ţeavă de cupru Ø 6 × 1 mm, aplatizată la dimensiunile exterioare 8 × 4 mm pentru a micşora efectul de neuniformitate la încălzirea piesei.

Dimensiunile caracteristice inductorului sînt date în fig. 1.



A 171

Fig. 1. Inductor de încălzire.

Rezistenţa şi reactanţa inductorului au fost determinate cu relaţiile [5]:

$$R_1 = \frac{\sqrt{2}\,\pi\,\alpha_1\,n^2\,l}{\gamma_1\,kf}\,\frac{\operatorname{sh}\beta_0 + \sin\beta_0}{\operatorname{ch}\beta_0 - \cos\beta_0}\,\frac{1}{1-bn} \qquad (1)$$

$$X_1 = \omega L_1 = \omega\,\pi\,\mu_0\,r_1^2\,n^2 l + \frac{\sqrt{2}\,\pi\,\alpha_1\,n^2\,l}{\gamma_1} + \frac{\operatorname{sh}\beta_0 - \sin\beta_0}{\operatorname{ch}\beta_0 - \cos\beta_0}\,\frac{1}{1-bn} \qquad (2)$$

* Ing. M. DAVIDOVICI este inginer în secţie la IFA.

unde

$$\alpha_1 = \frac{\sqrt{2}\, r_1}{p_1} = r_1 \sqrt{\omega\, \mu_0\, \mu_r\, \gamma_1} \qquad \alpha_2 = \frac{\sqrt{2}\, r_2}{p_1}$$

$$\beta_0 = \sqrt{2}\,(\alpha_2 - \alpha_1) \qquad n = \frac{N}{l} \qquad \omega = 2\pi f$$

γ_1 — conductivitatea materialului inductorului la temperatura de lucru;

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-9};$$

μ_r — permeabilitatea relativă a materialului inductorului;
f — frecvența de lucru;
kf — factorul de formă (depinde de secțiunea bobinei inductoare).

În tabela 1 sînt date valorile parametrilor rezultate din calcul şi măsurate experimental pentru inductoarele executate.

Dimensionarea generatorului s-a făcut ținînd seama de puterea activă ce trebuie introdusă în piesa pe care dorim s-o încălzim la temperatura cerută, de randamentul de transfer al puterii de la inductor la piesă, deci de puterea reactivă necesară în inductor.

Neglijînd pierderile prin convecție şi conducție putem considera că temperatura piesei rămîne constantă cînd pierderile prin radiație devin egale cu puterea disipată în piesă [1] [2].

Considerînd una din situațiile cele mai defavorabile rezultă, pentru piesa din tantal, în cazul unui cilindru de 4 cm diametru şi o lungime de 5 cm, avînd parametrii:

$c = 0{,}04$ cal/g°C densitatea 16,2 g/cm³

$k_r = 0{,}8 \qquad T = 1\,173$°K

puterea disipată în piesă $P \simeq 730$ W.

Calculînd impedanța inductorului în sarcină, se va determina randamentul de transfer şi puterea reactivă necesară. Rezistența şi reactanța reflectată de piesă în inductor sînt date de relațiile [5]:

$$R_2' = \frac{2\pi n^2 \alpha_2 l}{\gamma_2} F_4(\alpha_2) \qquad (4)$$

unde

$$\alpha_2 = r_2 \sqrt{\omega\, \mu_0\, \mu_r\, \gamma_2}$$

şi

$$\omega L_2' = \frac{2\pi n^2 \alpha_2 l}{\gamma_2} F_3(\alpha_2) \qquad (5)$$

Randamentul de transfer este dat de relația

$$\eta_{tr} = \frac{R_2'}{R_2 + R_2'} \qquad (6)$$

Tabela 1

Inductor	Parametrii calculați												Parametrii măsurați		
	r_1 mm	r_2 mm	N sp.	e mm	n sp. cm	R_1 Ω	X_1 Ω	L_1 μH	Q	a mm	b mm	h mm	R Ω	L μH	Q
I	40	41	9	72	1,25	0,208	44,30	7,05	213	8	4	4	0,342	5,48	215
II	95	36	14	140	1	0,193	43	6,85	205	8	6	4	0,202	7,14	240
III	50	51	7	70	1	0,25	44	7,01	176	8	6	4	0,328	5,27	220

Puterea disipată în piesă este atunci dată de relația:

$$P = k_e M_c \frac{dT}{dt} + k_r \sigma S (T^4 - T_0^4) \qquad (3)$$

în care:

$k_e = 4{,}187$ Ws/cal;
M — masa piesei, în grame;
c — căldura specifică a materialului piesei, cal/g°C;
σ — constanta de radiație 5,72. 10^{-12} W/cm² °K⁴;
k_r — coeficientul de emisie al materialului piesei;
S — suprafața laterală a piesei, în cm²;
T — temperatura finală a piesei;
T_0 — temperatura inițială a piesei.

În cazul considerat $\eta_{tr} = 0{,}525$. Rezultă puterea activă în inductor 1390 W, curentul în inductor 57,5 A şi tensiunea pe inductor 2480 V.

Puterea reactivă este de 142 kVAr şi pierderile prin efect Joule sînt $P_{cu} = I_{0ef}^2 R_2 = 660$ W.

Debitul de apă necesar pentru răcirea inductorului este dat de relația [1]

$$D = \frac{0{,}239\, P_{cu}}{\Delta T} = 3{,}16 \text{ cm}^3/\text{s} \qquad (7)$$

pentru o creştere de temperatură de 50°C.

Viteza de curgere a apei este de 20,1 cm/s la o secțiune a țevii de 0,157 cm², deci suficient de mică pentru a putea fi asigurată fără pompă suplimentară.

Din calcul rezultă următoarele caracteristici pentru generator:

Puterea activă	2 kW
Puterea reactivă	142 kVAr
cos φ	0,0143

Modul de realizare

Generatorul de înaltă frecvenţă se compune din patru părţi principale şi anume:
— oscilatorul de înaltă frecvenţă
— alimentarea
— sistemul de răcire
— dispozitive de protecţie.

1. *Oscilatorul de putere.* În general în oscilatoare pentru încălziri prin înaltă frecvenţă se folosesc schemele de oscilatoare cu reacţie. De obicei, pentru a putea scoate puterea utilă necesară se lucrează cu circuitul anodic acordat ca în schema din fig. 2.

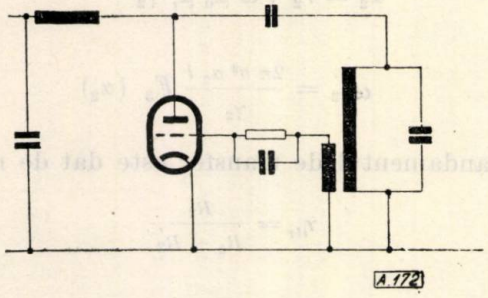


Fig. 2. Oscilator cu circuit anodic acordat.

Plecînd de la caracteristicile generatorului s-a lucrat ca oscilator cu două tuburi T 300-1 în paralel, care răcite forţat cu aer pot da fiecare o putere utilă de cca. 1 300 W la o tensiune anodică de 3 500 V. Scăzînd astfel şi impedanţa de sarcină optimă a oscilatorului s-a putut face o adaptare mai bună a sarcinii. Introducerea

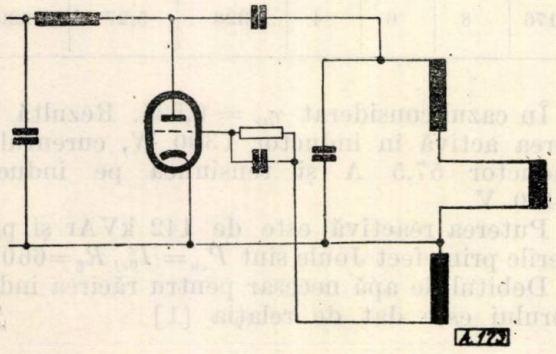


Fig. 3. Oscilator cu bobina de încălzire neacordată în circuitul anodic.

bobinei inductoare direct în circuitul oscilant ca în schema din fig. 3, curentul în circuitul oscilant fiind echivalent cu cel din inductor ne determină să realizăm un factor de calitate al circuitului mare, pentru a putea lucra astfel cu fundamentala curentului anodic sub valoarea maximă admisibilă pentru tuburile electronice utilizate.

Cînd această soluţie, ca şi în cazul nostru, nu este realizabilă, se va căuta reducerea cu-

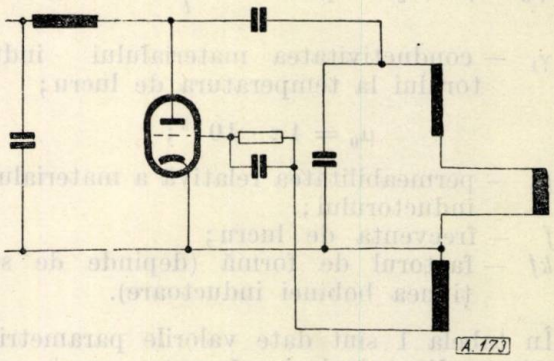


Fig. 4. Oscilator cu bobina de încălzire acordată în circuitul anodic.

rentului necesar în circuitul oscilant, după cum indică unii autori [5] [1], printr-o rezonanţă parţială de curent, ca în schema din fig. 4.

Stabilitatea în funcţionare a generatorului a fost asigurată alegînd regimul supraexcitat, lucrînd însă cu un randament ceva mai mic.

Variaţia puterii oscilatorului a fost realizată prin variaţia tensiunii anodice de alimentare, deoarece modificarea cuplajului circuitului de grilă prezintă pericolul blocării oscilaţiilor la un cuplaj prea strîns sau al opririi oscilaţiilor la un cuplaj prea slab, ceea ce ar duce la distrugerea tuburilor electronice.

Pentru a mări siguranţa în exploatare s-a ales schema de alimentare în paralel, pentru ca un punct al inductorului să se găsească la potenţialul pămîntului. Alt avantaj al acestui

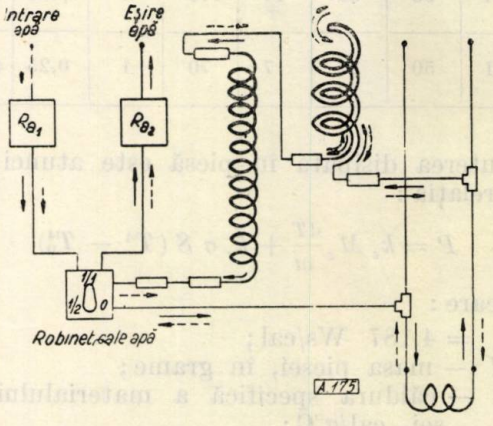


Fig. 5. Circuitul apei de răcire.

sistem este simplitatea introducerii sistemului de protecţie a instalaţiei.

Condensatoarele care formează circuitul oscilant şi cele care dau rezonanţa parţială de curent a inductorului sînt de tipul cu mică.

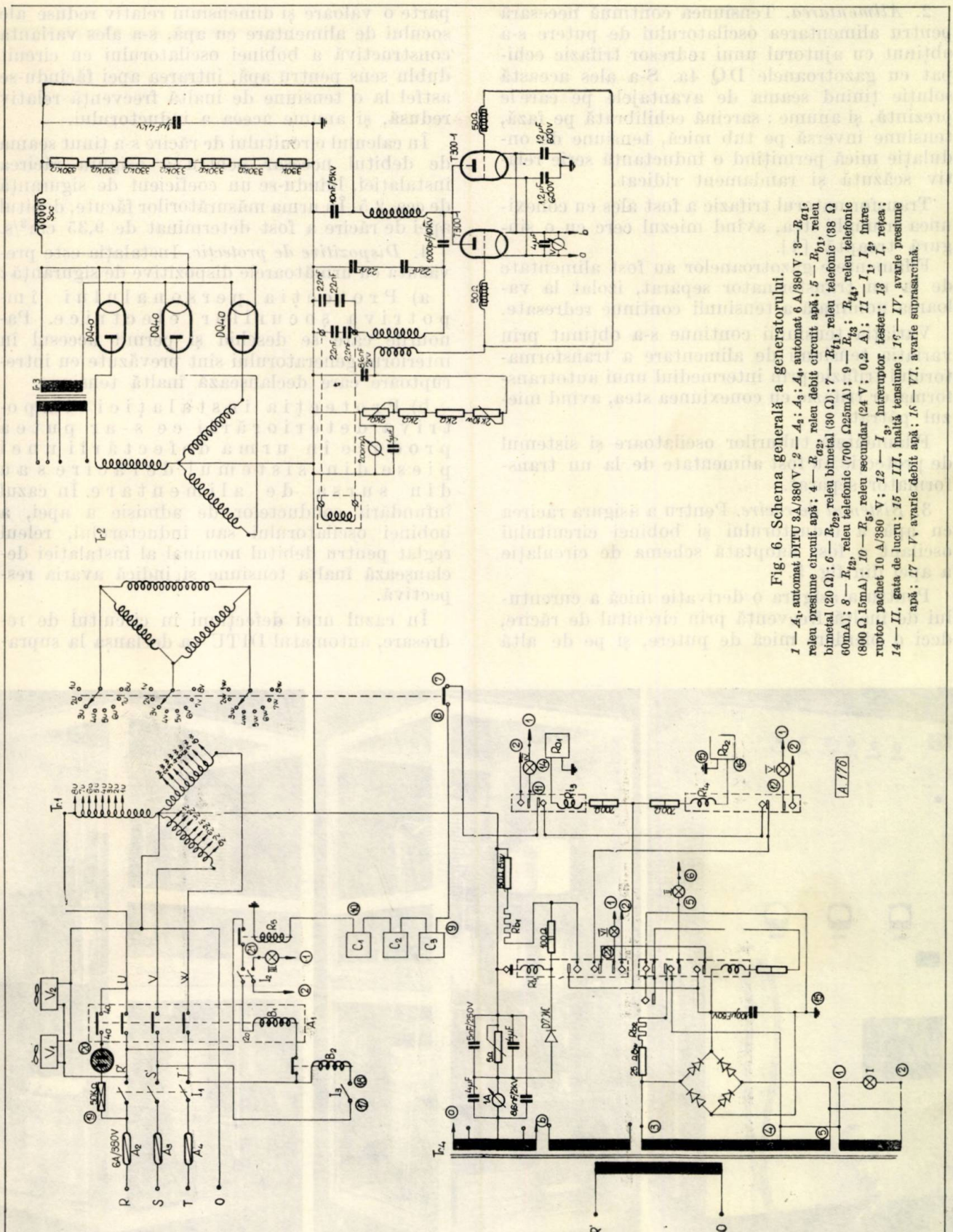


Fig. 6. Schema generală a generatorului.
1 — A_1, automat DITU 3A/380 V; *2* — A_2; A_3; A_4, automat 6 A/380 V; *3* — R_{d1}, releu presiune circuit apă; *4* — R_{d2}, releu debit circuit apă; *5* — R_{b1}, releu bimetal (20 Ω); *6* — R_{b2}, releu bimetal (30 Ω); *7* — R_{t1}, releu telefonic (38 Ω 60mA); *8* — R_{t2}, releu telefonic (700 Ω25mA); *9* — R_{t3}; R_{t4}, releu telefonic (800 Ω 15mA); *10* — R_5, releu secundar (24 V; 0,2 A); *11* — I_1, I_2, întreruptor pachet 10 A/380 V; *12* — I_3, întreruptor tester; *13* — I', rețea; *14* — *II*, gata de lucru; *15* — *III*, înaltă tensiune; *16* — *IV*, avarie presiune apă; *17* — *V*, avarie debit apă; *18* — *VI*, avarie suprasarcină.

2. *Alimentarea.* Tensiunea continuă necesară pentru alimentarea oscilatorului de putere s-a obținut cu ajutorul unui redresor trifazic echipat cu gazotroanele DQ 4a. S-a ales această soluție ținînd seama de avantajele pe care le prezintă, și anume : sarcină echilibrată pe fază, tensiune inversă pe tub mică, tensiune de ondulație mică permițînd o inductanță serie relativ scăzută și randament ridicat.

Transformatorul trifazic a fost ales cu conexiunea triunghi stea, avînd miezul cerc cu o singură treaptă [4].

Filamentele gazotroanelor au fost alimentate de la un transformator separat, izolat la valoarea nominală a tensiunii continue redresate.

Variația tensiunii continue s-a obținut prin variația tensiunii de alimentare a transformatorului trifazic prin intermediul unui autotransformator trifazic cu conexiunea stea, avînd miezul pătrat.

Filamentele tuburilor oscilatoare și sistemul de protecție au fost alimentate de la un transformator separat.

3. *Sistemul de răcire.* Pentru a asigura răcirea cu apă a inductorului și bobinei circuitului oscilant a fost adoptată schema de circulație a apei din fig. 5.

Pentru a asigura o derivație mică a curentului de înaltă frecvență prin circuitul de răcire, deci o pierdere mică de putere, și pe de altă parte o valoare și dimensiuni relativ reduse ale socului de alimentare cu apă, s-a ales varianta constructivă a bobinei oscilatorului cu circuit dublu sens pentru apă, intrarea apei făcîndu-se astfel la o tensiune de înaltă frecvență relativ redusă, și anume aceea a inductorului.

În calculul circuitului de răcire s-a ținut seama de debitul necesar pentru a asigura răcirea instalației, luîndu-se un coeficient de siguranță de cca. 2,5. În urma măsurătorilor făcute, debitul apei de răcire a fost determinat de 9,35 cm^3/s.

4. *Dispozitive de protecție.* Instalația este prevăzută cu următoarele dispozitive de siguranță :

a) Protecția personalului împotriva șocurilor electrice. Panourile care se deschid și permit accesul în interiorul generatorului sînt prevăzute cu întreruptoare care declanșează înaltă tensiune.

b) Protecția instalației împotriva deteriorării ce s-ar putea produce în urma defectării unei piese din sistemul de răcire sau din sursa de alimentare. În cazul înfundării conductelor de admisie a apei, a bobinei oscilatorului sau inductorului, releul reglat pentru debitul nominal al instalației declanșează înalta tensiune și indică avaria respectivă.

În cazul unei defecțiuni în circuitul de redresare, automatul DITU va declanșa la supra-

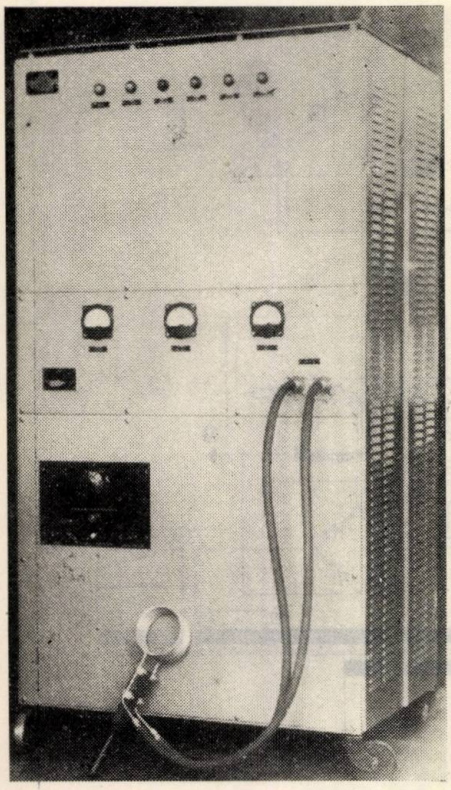


Fig. 7. Generator de înaltă frecvență pentru încălzire prin inducție (vedere frontală).

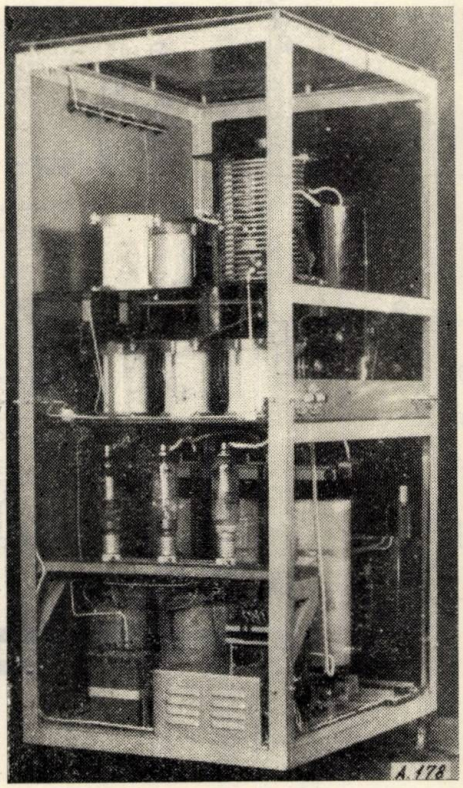


Fig. 8. Vedere laterală dreaptă a generatorului.

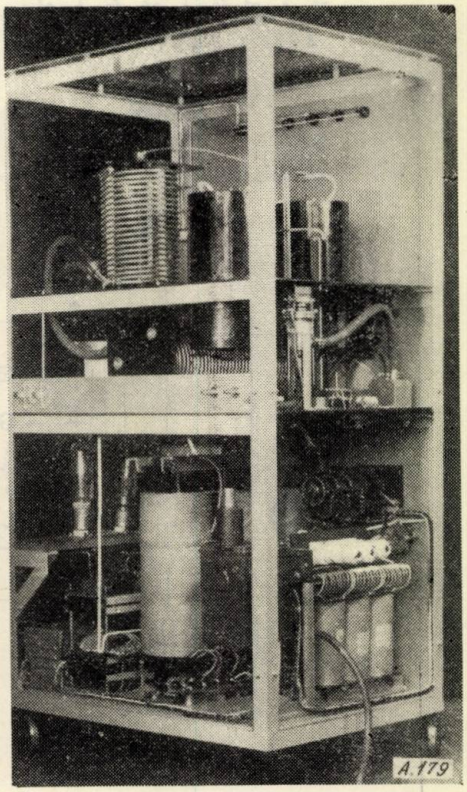


Fig. 9. Vedere laterală stîngă a generatorului.

sarcină după cca. 30 s sau instantaneu în cazul unui scurtcircuit.

În cazul unei defecţiuni şi a acestui automat au mai fost prevăzute automate la intrarea liniei trifazice de alimentare.

c) Protecţia instalaţiei la suprasarcini. La apariţia suprasarcinii, înalta tensiune este declanşată de un releu temporizat cca. 60 s după care este reanclanşată cca. 5 s. Dacă în perioada reanclanşării suprasarcina a fost înlăturată generatorul va continua să funcţioneze în mod normal. În ipoteza că suprasarcina nu a fost înlăturată, înalta tensiune este din nou declanşată, după care se repetă ciclul.

d) Protecţia gazotroanelor împotriva aplicării înaltei tensiuni înaintea trecerii timpului de încălzire a catodului, asigurată cu ajutorul unui releu temporizat.

e) Protecţia instalaţiei la manipulări greşite.

f) Protecţia instalaţiei încazul opririi reţelei de alimentare cu apă, asigurată cu ajutorul unui releu de presiune.

Rezultate experimentale

Montînd inductorul *II* la generator s-a încălzit într-un cilindru de sticlă cu diametrul exterior de 65 mm, sub vid, un cilindru din tantal, la temperatura de 1 100°C, măsurată cu pirometrul optic.

Generatorul lucra în următoarele condiţii:

Tensiunea continuă	3 500 V
Curent catodic	0,810 A
Curent de grile	0,150 A
Tensiunea pe inductor	2600 V
Frecvenţa	1,26 MHz.
Puterea absorbită de oscilator	2,31 kVA
Puterea activă a oscilatorului	1,74 kW
Puterea reactivă în inductor	118 kVAr
Puterea absorbită de la reţea	3,3 kW
Randamentul global al instalaţiei	0,525

Deoarece sîntem la limita puterii reactive în cazul condensatoarelor folosite nu am mai îmbunătăţit adaptarea pentru a mări puterea utilă şi reactivă.

Reglajul puterii s-a obţinut prin variaţia tensiunii continue de la 800—3 500 V în opt trepte.

Curentul anodic variază între	0,05÷0,66 A
Curentul de grile variază între	12÷150 mA
Tensiunea pe inductor variază între	500÷2 600 V.

Schema generală a generatorului este arătată în planşa din fig. 6, iar în fig. 7, 8 şi 9 se vede construcţia generală.

BIBLIOGRAFIE

[1] REBOUX J.: *Les aspects d'actualité du chauffage par induction.* H.F. Electronique, 1959, 147, 19.

[2] *Manualul inginerului electrician* vol. II.

[3] VAZACA Chr.: *Încălzirea prin inducţie în joasă şi înaltă frecvenţă.* Editura Academiei R.P.R., Bucureşti 1956.

[4] VILLIÈRE R.: *Construction d'un générateur 3 kW pour chauffage a induction.* Electronique Industrielle, 1956, 8—9, 131.

NOTĂ

CONSTANTIN ANTOHI *

Reglarea automată a temperaturii matriţelor utilizate la prelucrarea prafurilor de presare

CZ 621-533 65 : 621.762

Majoritatea practicienilor din atelierele de presaj materiale plastice nu acordă o suficientă atenţie problemelor legate de menţinerea unui regim termic constant. Datorită rutinei, ei consideră că temperatura matriţelor poate fi menţinută cu suficientă precizie, dimensionînd în mod convenabil rezistenţele de încălzire.

Considerîndu-se ştiute efectele dăunătoare pe care le provoacă nerespectarea regimului termic asupra caracteristicilor fizico-mecanice şi electrice ale pieselor finite, articolul pledează pentru folosirea regulatoarelor automate de temperatură, pentru introducerea tehnicii înaintate în atelierele de prelucrare a materialelor plastice.

Temperatura matriţelor este unul din factorii hotărîtori în procesul de prelucrare a prafurilor de presare.

Praful de presare poate fi de calitate excelentă, presiunea aplicată, optimă, construcţia matriţei şi calitatea suprafeţelor de lucru ale acesteia pot fi corespunzătoare, timpul de presare, normal, şi totuşi piesele produse vor fi rebuturi, dacă temperatura nu este menţinută între limitele prescrise.

În cele ce urmează se vor indica posibilităţile de predeterminare, prin calcul, a temperaturii matriţelor, se vor descrie sumar aparatele de reglare automată a temperaturii şi se vor face propuneri în legătură cu utilizarea acestora.

1. Calculul încălzirii matriţelor

Dacă se iau măsuri de limitare a pierderilor de căldură prin conducţie către corpul maşinii, adoptîndu-se coloane de susţinere subţiri şi o izolaţie termică potrivită, şi dacă se ţine seama că procesul de polimerizare este exoterm şi se neglijează cantitatea de căldură necesară încălzirii la temperatura de regim a prafului de presare care se prelucrează, ecuaţia bilanţului termic al procesului de încălzire nestaţionar a unei matriţe se poate exprima prin relaţia:

$$P\,dt = SK_T\,\tau\,dT + Gc\,d\tau \qquad (1)$$

* Ing. C. ANTOHI este cercetător la ICET.

unde:

P este puterea consumată (W);
t, timpul (s);
S, suprafaţa de disipaţie a căldurii în mediul înconjurător (cm²);
K_T, coeficientul total de transmitere a căldurii (W/cm².°C);
G, greutatea matriţei (g);
c, căldura specifică medie (Ws/°C.g);
τ, supratemperatura matriţei faţă de mediul ambiant (°C).

Soluţia ecuaţiei diferenţiale (1) este:

$$\tau = \frac{P}{SK_T}\left[1 - e^{-\frac{SK_T t}{Gc}}\right] = \frac{P}{SK_T}\left[1 - e^{-\frac{t}{T}}\right], \quad (2)$$

în care $T = \frac{Gc}{SK_T}$ este constanta de timp a încălzirii.

Din ecuaţia (2) rezultă că supratemperatura τ ajunge la valoarea de regim permanent dacă $t = \infty$. În acest caz:

$$\tau_p = \frac{P}{SK_T}. \quad (3)$$

Aşadar, în regim staţionar permanent, toată căldura dezvoltată de elementele încălzitoare ale matriţei este cedată mediului înconjurător.

Temperatura corpului matriţei în regim staţionar permanent ar putea fi deci determinată cu relaţia:

$$\theta = \tau_p + \theta_0 = \frac{P}{SK_T} + \theta_0, \quad (4)$$

unde θ_0 este temperatura mediului ambiant.

În practică însă, nu avem de-a face cu un regim staţionar.

Într-un atelier de presaj oarecare, toţi termenii din ecuaţia (4) sînt funcţii de variabile independente diferite, şi anume:

— puterea P disipată de elementele încălzitoare variază în funcţie de pătratul tensiunii reţelei şi de temperatura elementelor;

— suprafaţa S de disipaţie a căldurii în mediul înconjurător variază între un minim şi un maxim în ritmul nu întotdeauna acelaşi al procesului de presare;

— coeficientul total K_T de transmitere a căldurii variază în funcţie de felul cum matriţa este închisă ori deschisă, în funcţie de viteza şi direcţia curenţilor de aer din atelier, cum şi în funcţie de diferenţa dintre temperatura matriţei şi temperatura aerului din atelier;

— temperatura mediului înconjurător θ_0 este, de asemenea, o mărime care variază în limite destul de largi (în zilele de vară, temperatura aerului dintr-un atelier de presaj obişnuit variază uneori cu mai mult de ±10°C faţă de temperatura medie).

Cîteva calcule numerice vor arăta importanţa variaţiei mărimilor din ecuaţia (4). Pentru simplificare vom considera mai întîi că temperatura mediului (θ_0), suprafaţa, de disipaţie (S_{med}) şi coeficientul total de transmitere a căldurii (K_T) rămîn constanţi ca valoare, şi variază numai tensiunea reţelei, cu 10%.

Admiţînd $P_1 = 1\,000$ W (la tensiunea nominală de 220 V)

$$S_{med} \cong 0{,}5 \text{ m}^2,$$

$$K_T = 12 \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \text{ grad}} \text{ [3, p. 255]},$$

la tensiunea nominală în regim permanent vom avea: $\theta_1 = 191$°C, iar la tensiune cu 10% mai mică ($U = 198$ V) vom găsi:

$$\theta_2 \cong 160\text{°C}.$$

Considerînd deci că toţi ceilalţi factori rămîn constanţi la o variaţie cu 10% a tensiunii reţelei (ceea ce se poate întîmpla adesea) temperatura matriţei se modifică cu peste 30°C. Referindu-ne la aceeaşi matriţă considerată mai sus (o matriţă pentru discuri cu diametrul de 100 mm cîntărind cca. 36 kg) şi admiţînd că prin deschiderea uşilor halei se produce un curent de aer cu o viteză $v = 0{,}5$ m/s, valoarea coeficientului de transmisie a căldurii se va modifica devenind

$$K_T' = K_T(1 + \sqrt{v}) = 12(1 + \sqrt{0{,}5}) = 21 \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \text{ grad}}$$

[4, p. 255, şi 5, p. 918].

Atunci cînd tensiunea reţelei este cea nominală, prin simpla modificare a vitezei curenţilor de aer cu 0,5 m pe secundă, temperatura de regim va deveni:

$$\theta_3 = \frac{P_1}{SK_T'} + \theta_0 = \frac{1\,000}{0{,}5 \cdot 21} + 25 = 95 + 25 = 120\text{°C}.$$

Dacă admitem acum că tensiunea reţelei este timp îndelungat cu 10% mai mică decît cea nominală şi că în acelaşi timp s-a intensificat şi aeraţia din hală, aerul deplasîndu-se în locul unde se află matriţa cu o viteză de cca. 0,5 m/s, temperatura de regim a matriţei va fi în acest caz egală cu:

$$\theta_4 = \frac{P_2}{SK_T'} + \theta_0 = \frac{810}{0{,}5 \cdot 21} + 25 \cong 102\text{°C},$$

deci, cu aproape 90°C mai puţin decît temperatura calculată pentru condiţiile considerate ca normale.

Este adevărat că în realitate efectul variaţiei diverşilor termeni din ecuaţia (4) nu se însumează totdeauna în sensul creşterii sau scăderii temperaturii şi că uneori se întîmplă ca o perioadă de cîteva ore chiar temperatura să varieze foarte puţin. Această situaţie are loc numai întîmplător.

Pentru a calcula rezistenţa chimică a elementelor de încălzire, se poate deduce din ecuaţia (4) formula:

$$R = \frac{U^2}{SK_T(\theta - \theta_0)} (\Omega). \quad (5)$$

În practică însă, electricienii din atelierele de presaj utilizează relaţia empirică:

$$R = \frac{U^2}{K \cdot G} (\Omega), \quad (6)$$

în care:

U este tensiunea de alimentare, în V;
K — un coeficient empiric egal cu 25—50 W/kg, în funcţie de temperatura dorită;
G — greutatea matriţei, în kg.

Cercetînd valabilitatea relaţiei (6) s-a constatat în urma a peste 60 ore de încercări, în care timp s-au executat cîte 5 pînă la 40 de presări de discuri cu diametrul 100 mm pe oră, că pentru $K = 30$ W/kg se obţin temperaturi ale matriţei între 100—140°C;

— pentru $K = 40$ W/kg se obţin temperaturi între 130 — —175°C;

— pentru $K = 50$ W/kg temperatura de regim a matriţei variază între 160—210°C.

Ceea ce influenţează în mod hotărîtor asupra temperaturii matriţei de mai sus nu este ritmul de muncă, ci raportul dintre timpul total în care matriţa este închisă şi timpul total în care matriţa rămîne deschisă.

Cu cît acest raport este mai mare, cu atît temperatura matriţei tinde să crească spre valorile maxime arătate mai sus. În caz contrar, fenomenul se petrece invers. Constatările de mai sus au fost făcute în condiţii în care tensiunea reţelei nu a scăzut cu mai mult de 5% faţă de cea nominală, iar condiţiile din mediul înconjurător (curenţii de aer, temperatura aerului) au fost aproximativ aceleaşi.

Din măsurătorile efectuate la diverse întreprinderi pe matriţe a căror rezistenţă a fost calculată cu relaţia (6) s-a observat că, în general, variaţia temperaturii matriţelor se încadrează în limitele de ± 25°C faţă de temperatura optimă dorită. Aceasta nu satisface însă nici pe departe cerinţele minime impuse de tehnologia prelucrării prafurilor de presare.

Din cele arătate mai sus, cît şi din practică, rezultă clar că stabilirea unui regim termic relativ constant (maximum $\pm$ 5°C faţă de o anumită temperatură considerată ca optimă) este imposibilă fără utilizarea unor aparate pentru reglarea temperaturii. Cele mai răspîndite aparate de acest fel sînt aparatele cu termoelemente şi aparatele cu mecanisme bimetalice.

2. Aparate cu termoelemente

Se ştie că la cuplarea a două conductoare într-un circuit, tensiunea electro-motoare care ia naştere depinde de diferenţa temperaturilor contactelor şi nu este influenţată de distribuţia temperaturii de-a lungul conductoarelor, cu condiţia ca acestea să fie perfect omogene pe întreaga lungime, în ceea ce priveşte compoziţia şi caracterul prelucrării mecanice.

Dacă circuitul este format din mai multe conductoare t.e.m. rezultantă va fi egală cu suma algebrică a tuturor t.e.m. care iau naştere la contactele dintre diferitele conductoare. La întreruperea circuitului şi la introducerea unui conductor intermediar, t.e.m. a circuitului nu variază dacă conductele conductorului intermediar au aceeaşi temperatură.

În figura 1 este reprezentată schema unui circuit închis format din conductoarele *a*, *b*, *d*, *e* şi galvanometrul *c*; t.e.m. a acestui circuit va fi egală cu :

$$E = (E_{ea})_{\theta_1} + (E_{ab})_{\theta_2} + (E_{bc})_{\theta_3} + (E_{cd})_{\theta_4} + (E_{de})_{\theta_5} \qquad (7)$$

În cazul cînd $\theta_2 = \theta_3 = \theta_4 = \theta_5$

rezultă

$$E = (E_{ea})_{\theta_1} + (E_{ae})_{\theta_2} . \qquad (8)$$

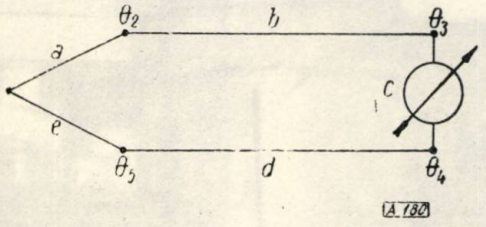


Fig. 1. Schema unui circuit termoelectric.

Prin urmare, dacă se menţine constantă şi egală cu θ_2 temperatura contactelor *ab*, *bc*, *cd* şi *de*, t.e.m. a circuitului se compune din t.e.m. ale contactelor $(ae)_{\theta_2}$ şi $(ea)_{\theta_1}$.

Măsurînd cu ajutorul unui galvanometru intensitatea curentului în circuitul *abcde*, temperaturile contactelor (*ab*), (*bc*), (*cd*) şi (*de*) fiind egale şi constante, se poate determina diferenţa de temperatură $\theta_1 - \theta_2$ ca funcţie de tensiunea electromotoare *E*.

Acesta este principalul neajuns al regulatoarelor de temperatură cu termoelemente. Pentru a se măsura valoarea absolută a temperaturii matriţei, este necesar ca sudura θ_1 (sudură caldă) să fie adusă în contact termic cu corpul matriţei, iar una din celelalte suduri, aşa numita „sudură rece" (θ_2, θ_3, θ_4 ori θ_5), trebuie să se menţină la o temperatură constantă şi cunoscută. Deci, pentru ca indicaţiile galvanometrului să fie proporţionale cu temperatura sudurii calde, se impune termostatarea sudurii reci sau a atelierului la temperatura la care a fost etalonat galvanometrul. În caz contrar, temperatura indicată nu este cea reală şi reglarea temperaturii va fi necorespunzătoare.

3. Aparate cu mecanisme bimetalice

Aparatele cu mecanisme bimetalice s-au dovedit în practică mai robuste decît cele cu termoelemente, fiind mai puţin sensibile la şocuri şi vibraţii. De asemenea, fiind mai independente faţă de temperatura mediului înconjurător, aparatele cu bimetal asigură o termostatare mai bună a matriţelor. Astfel, în timp ce aparatele dotate cu termoelemente nu pot asigura o precizie mai bună de $\pm$ 5°C faţă de temperatura prescrisă (şi aceasta numai în cazul termostatării sudurii reci sau cînd întreg atelierul este termostatat), aparatele cu bimetal de construcţie obişnuită asigură o precizie de $\pm$3°C, ceea ce satisface cu prisosinţă cerinţele tehnologice [4].

Modul de calcul al mecanismelor bimetalice este pe larg tratat în diverse lucrări de specialitate [2] [3] etc.

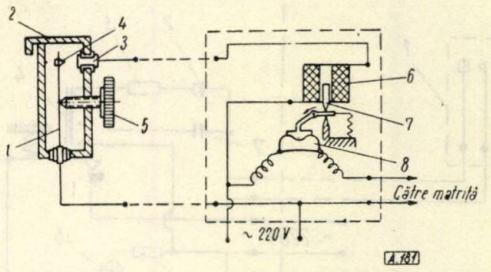


Fig. 2. Schema unui regulator de temperatură cu bimetal şi releu cu mercur :

1 — lamelă bimetal ; *2* — carcasă din cupru sau aluminiu ; *3* — contact fix ; *4* — contact mobil ; *5* — şurub de reglare ; *6* — bobina releului ; *7* — miezul mobil ; *8* — contacte cu mercur.

Folosind un regulator de temperatură cu bimetal realizat la ICET am asigurat termostatarea matriţei pentru discuri avînd diametrul 100 mm cu o precizie de $\pm$2°C în oricare ritm de lucru, pentru întreaga gamă de temperaturi de la 125°C pînă la 180°C.

Elementul de măsurare a temperaturii utilizat este un dispozitiv cu bimetal prezentat schematic în figura 2. Întreg dispozitivul este montat într-o carcasă confecţionată din tablă de cupru groasă de 1 mm.

Calculul rezistenţei matriţei s-a făcut folosind formula empirică (6) în care am admis pentru siguranţă $K = 50$ W/kg.

Amplasarea elementului de măsură (bimetalul) şi modul cum se execută reglarea temperaturii de lucru este arătată în fig. 6. Măsurarea temperaturii corpului matriţei (oalei) se face cu ajutorul unui termometru al cărui rezervor înfăşurat cu foiţă de aluminiu pătrunde pînă la o distanţă de cca. 5 mm faţă de suprafaţa interioară a matriţei.

Punerea în regim de lucru a matriţei se face în modul următor :

— se conectează alimentarea matriţei la reţea, în timp ce bimetalul din fig. 3, montat în cutia sa, se menţine rece, fiind aşezat pe cadrul presei ;

— în momentul în care termometrul indică o temperatură mai mică cu 3—4°C decît cea necesară, se montează dispozitivul cu bimetal pe carcasa rezistenţei de încălzire a oalei ;

— se aşteaptă circa un minut, în care timp cutia dispozitivului şi, respectiv, bimetalul preia temperatura carcasei rezistenţei de încălzire ;

— se urmăreşte cu atenţie creşterea temperaturii matriţei şi, în momentul cînd termometrul indică temperatura necesară, şurubul de reglare a dispozitivului se roteşte în aşa

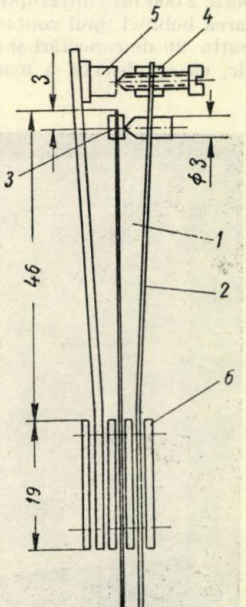


Fig. 3. Elementul de reglare cu bimetal realizat la ICET :

1 — lamelă din bimetal (0,5 × 6 × 65) mm ; *2* — lamelă de reglare (0,5 × 6 × 75) ; *3* — contacte de argint (nituri) ; *4* — bucşă specială cu şurub de reglare ; *5* — piesă izolantă (ceramică) ; *6* — izolaţie din foi de mică.

fel ca prin apropierea contactului fix de contactul mobil al bimetalului să se închidă circuitul de alimentare a releului care întrerupe astfel curentul de alimentare a matriţei:

— se începe lucrul şi se observă tendinţa de variaţie a temperaturii timp de cca. o oră; dacă în acest interval temperatura medie indicată de termometru creşte cu mai mult

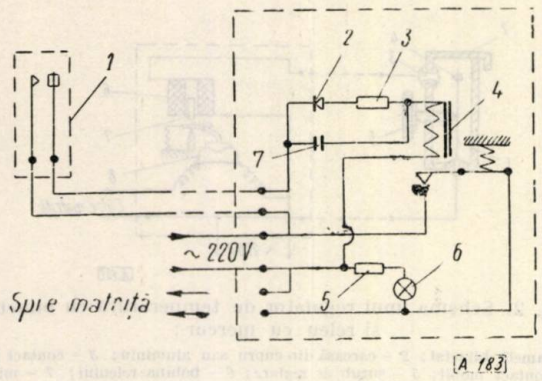


Fig. 4. Schema principială a regulatorului de temperatură realizat la ICET:

1 — elementul de reglare cu bimetal; *2* — celule redresoare cu seleniu (220 V-20 MA); *3* — rezistenţă bobinală (2 150 Ω); *4* — releu intermediar (fabricaţie uzinele „Grigore Preoteasa"); *5* — rezistenţă chimică (40 kΩ); *6* — bec cu neon „Electrofar"; *7* — condensator (2 μ F-500 V).

de 1°C, se va mări foarte puţin distanţa dintre contactele dispozitivului cu bimetal; dacă temperatura scade se va proceda invers;

— în prima zi de lucru se continuă controlul temperaturii la intervale de cca. 2—3 ore, iar după aceea, dacă reglarea s-a făcut corect, se poate lucra în continuare luni de zile, fără a fi nevoie să se corecteze distanţa dintre contacte.

Din experienţa ICET rezultă că uzura contactelor este foarte mică. Un asemenea regulator cu bimetal, utilizat la reglarea temperaturii unei etuve, a funcţionat continuu peste 2 000 ore, întrerupînd un curent de cca. 50 mA (alimentarea bobinei unui contactor de 25 A) cu o frecvenţă de cel puţin 20 de conectări şi reconectări pe minut, fără ca, practic, să se observe o uzură a contactelor.

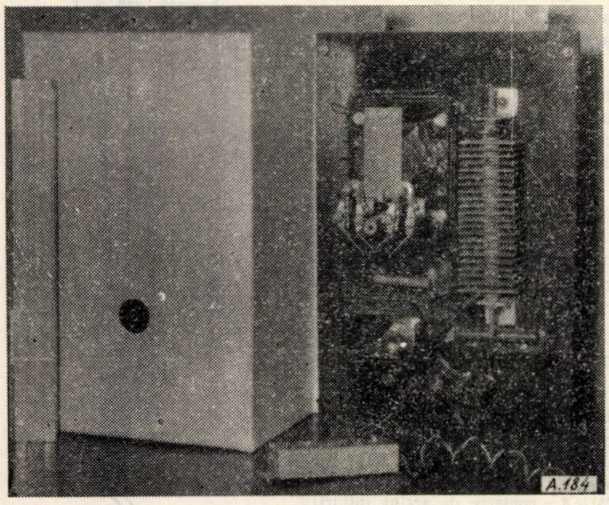


Fig. 5. Regulatorul de temperatură realizat la ICET.

Un alt dispozitiv cu bimetal realizat în ICET a asigurat termostatarea unor aparate electrocalorice cu ajutorul unui întreruptor DITU 25 A timp de 2 300 ore, în care timp a executat peste 400 000 manevre, fără ca să se observe o uzură apreciabilă a contactelor.

În străinătate, în afară de dispozitivele bimetalice cu temperatură reglabilă, se construiesc şi dispozitive cu temperatura de funcţionare fixă, reglată de către fabrica producătoare. Asemenea dispozitive elimină operaţiile de reglare în atelierele de presare, însă fac necesară o standardizare riguroasă a matriţelor în ceea ce priveşte dimensiunile, puterea consumată, contactul termic dintre elementele de încălzire şi izolaţia termică între corpul matriţei şi platanele presei [4].

Atunci cînd matriţa este încălzită cu ajutorul unor elemente de încălzire cilindrice, care pătrund adînc în corpul matriţei, trebuie ca bimetalul să fie plasat într-un orificiu paralel cu elementele de încălzire şi cît mai aproape de capătul dinspre interior al acestora. În acest caz este de preferat ca reglarea distanţei dintre contactele bimetalului să se facă în prealabil într-o baie de ulei încălzită la temperatura necesară. După reglare, bimetalul se introduce în locaşul din matriţă şi se verifică după cca. o oră de funcţionare dacă temperatura oalei se menţine între limitele date. Con-

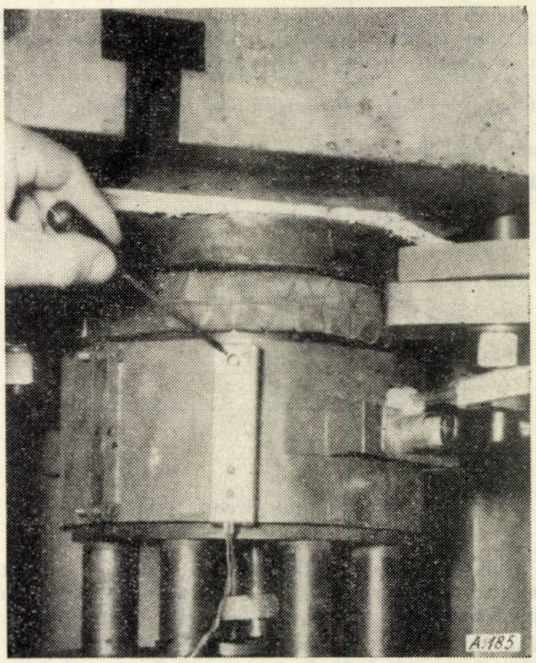


Fig. 6. Reglarea temperaturii de lucru a matriţei.

trolul se execută fie cu un termometru introdus cu rezervorul într-un orificiu din corpul matriţei, cît mai aproape de suprafaţa interioară a oalei, fie cu ajutorul unor substanţe cu temperatură de topire cunoscută.

Se dau mai jos, după [4] şi [7], substanţele cele mai utilizate în acest scop:

— Acetanilidă pentru	115°C
— Rezorcină pentru	119°C
— Anhidridă ftalică pentru	128°C
— Acid acetilsalicilic (aspirină) pentru	135°C
— Dinitroanilină 2.6.1. pentru	140°C
— Parafenilendiamin pentru	140°C
— Acid antranilic pentru	145°C
— Acid benzoic pentru	150°C
— Acid salicilic pentru	155°C
— Benzanilidă pentru	160°C
— Pirazolon pentru	165°C
— Hidrochinonă pentru	170°C
— Paradinitrobenzen pentru	170°C
— Dinitrianilin 2.4.1. pentru	175°C
— Camfor pentru	180°C

Controlul temperaturii de presare trebuie executat cel puţin o dată pe schimb şi ori de cîte ori există îndoială asupra funcţionării regulatorului de temperatură, atît în cazul utilizării termoregulatoarelor cu bimetale, cît şi în cazul celor cu termocuple.

4. Amplasarea termocuplului sau bimetalului

În atelierele de presaj ale fabricilor noastre se obişnuieşte ca termocuplul, respectiv elementul de măsurare a temperaturii, să fie montat cît mai aproape de suprafaţa interioară a matriţei. În acest scop peretele care desparte suprafaţa interioară a matriţei de orificiul în care se introduce termocuplul (sau termometrul) are o grosime de numai cîţiva mm.

În cazul cînd se urmăreşte măsurarea temperaturii, o asemenea amplasare a elementului de măsură asigură o determinare suficient de precisă a temperaturii suprafeţei de presare, dacă se iau anumite măsuri care să asigure un contact termic intim între elementul de măsură şi peretele care-l desparte de cavitatea interioară a matriţei. Atunci însă cînd elementul de măsură serveşte drept organ de comandă a unui regulator de temperatură, o asemenea amplasare a lui provoacă oscilaţii mari ale temperaturii matriţei. Din unele încercări efectuate la ICET şi ICECHIM, s-a constatat că, montînd elementul de măsură ca mai sus, temperatura matriţei variază cu $\pm$ 18—20°C în jurul temperaturii prescrise.

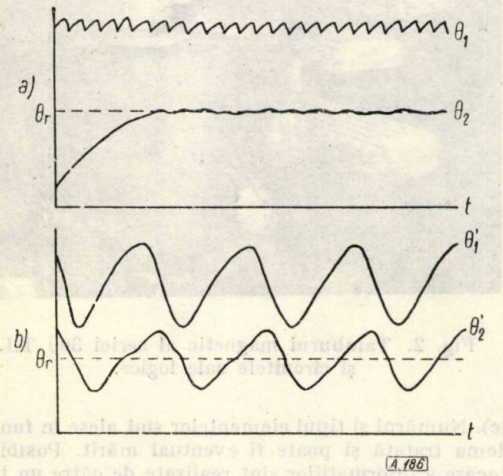


Fig. 7.

a — elementul termoregulatorului plasat în imediata apropiere a încălzirii: θ_1 — temperatura în apropierea rezistenţei de încălzire; θ_2 — temperatura în interiorul matriţei;

b — elementul de măsură al termoregulatorului plasat la distanţă mare faţă de rezistenţa de încălzire: θ_1 — temperatura în apropierea rezistenţei de încălzire; θ_2 — temperatura în interiorul matriţei; θ_3 — temperatura prescrisă.

Dacă termocuplul sau bimetalul care comandă termoregulatorul este amplasat chiar pe rezistenţa de încălzire sau în imediata apropiere a ei, reglarea temperaturii se realizează în limite mult mai strînse ($\pm$ 5°C în cazul termocuplelor şi $\pm$ 3°C în cazul utilizării mecanismelor cu bimetal).

Din graficele din fig. 7, reproduse după [6], rezultă, de asemenea, clar că inerţia termică şi variaţia temperaturii matriţei depind de locul de amplasare a elementului de măsură al termoregulatorului. La amplasarea acestuia, în apropierea pieselor de formare ale matriţei şi la o oarecare depărtare de sursa de încălzire (fig. 7, *b*) se observă variaţii mari ale temperaturii în placa matriţei şi în placa de încălzire (respectiv rezistenţa de încălzire).

La amplasarea elementului de măsură al termoregulatorului în imediata apropiere a sursei de încălzire (fig. 7, *a*), temperatura plăcii matriţei devine aproape constantă, iar variaţiile temperaturii plăcii de încălzire (respectiv ale rezistenţelor de încălzire) se reduc foarte mult.

În fond, prin acest procedeu se micşorează în mod artificial masa corpului asupra căruia se exercită termoreglarea, limitînd-o numai la masa pieselor matriţei care se află în imediata apropiere a rezistenţelor de încălzire. În acest fel se modifică valoarea constantei de timp a încălzirii din ecuaţia (2)

$$T = \frac{G \cdot c}{S \cdot K_T}.$$

Teoretic, făcînd să tindă spre zero capacitatea calorică a corpului asupra căruia se exercită termoreglajul (respectiv produsul $G.c$), s-ar putea realiza o menţinere a temperaturii strict în jurul valorii prescrise. În realitate, chiar dacă am instala elementul de măsură al termoregulatorului în interiorul rezistenţei de încălzire, intervenind masa rezistenţei, masa elementului de măsură şi inerţia aparatului de reglare a temperaturii, nu se poate micşora abaterea în procesul menţinerii constante a temperaturii la mai puţin de $\pm$2°C faţă de valoarea prescrisă.

5. Concluzii

Ridicarea nivelului tehnic al producţiei, sarcină trasată prin Hotărîrea din iulie 1960 a C.C. al P.M.R. şi a Consiliului de Miniştri al R.P.R., trebuie să mobilizeze toţi muncitorii, tehnicienii şi inginerii în lupta pentru însuşirea şi aplicarea în producţie a metodelor de lucru moderne. Astfel, în atelierul de presare se impune categoric a se trece la reglarea automată a temperaturii matriţelor. Cînd nu se dispune de un număr suficient de termoregulatoare, acestea se vor putea construi cu mijloace simple folosind lamele de bimetal şi relee intermediare sau întreruptoare obişnuite. Asemenea termoregulatoare sînt suficient de robuste şi sigure în funcţionare. Utilizarea termoregulatoarelor va uşura respectarea regimului de temperatură al matriţelor, va reduce consumul de energie electrică, datorită deconectării automate a încălzirii, va reduce rebuturile, îmbunătăţind totodată calitatea produselor, şi va mări sensibil productivitatea muncii.

BIBLIOGRAFIE

[1] CIMUTOV K. V.: *Tehnica cercetărilor fizico-chimice.* Ed. Tehnică, 1957.

[2] VOROBIEV A. I. şi CATINELSON O. G.: *Termobimetalul şi utilizările sale în construcţiile de aparate şi automatizări.* Ed. Energetică de Stat, 1953.

[3] BABICOV M. A.: *Aparate electrice* (vol. I). Ed. Energetică de Stat, 1953.

[4] BRANDEMBURGER K.: *Herstellung und Verarbeitung von Kunstharzpressmassen.* J. F. Lehmanns Verlag, München/Berlin, 1938.

[5]* * *: *Manualul inginerului electrician* (vol. II). Ed. Tehnică, 1954.

[6] PIL I. S., LEVIN A. N.: *Bazele fabricării produselor din materiale plastice* (traducere din limba rusă), Ed. Tehnică, 1957.

[7] COLIN R.: *Le moulage des matières plastiques à base de résines térmodurcissables.* Dunod, Paris, 1951.

[8] VARDENBURG A. K.: *Plasticeskie masî v elektrotehniceskoi promîşlennost.* Gosenergoizdat, Moscova, 1957.

Maşinile de calculat Bull

Maşinile de calculat Bull sînt utilizate la rezolvarea problemelor de contabilitate, de gestiuni, de calcul ştiinţific pentru ramurile de activitate cele mai diverse : industria metalurgică, electrotehnică, construcţiilor de maşini, alimentară, mine, agricultură, bănci, asigurări, transporturi, mari magazine, administraţii etc.

Compania Maşinilor Bull dispune de trei game de material corespunzătoare gradelor din ce în ce mai complexe ale lucrărilor : Seria 150 — Seria 300 T. I. — Gamma 60.

Seria 150 este încă cea mai curent utilizată : ea prelucrează informaţii transcrise pe carterele perforate. Partea ei centrală

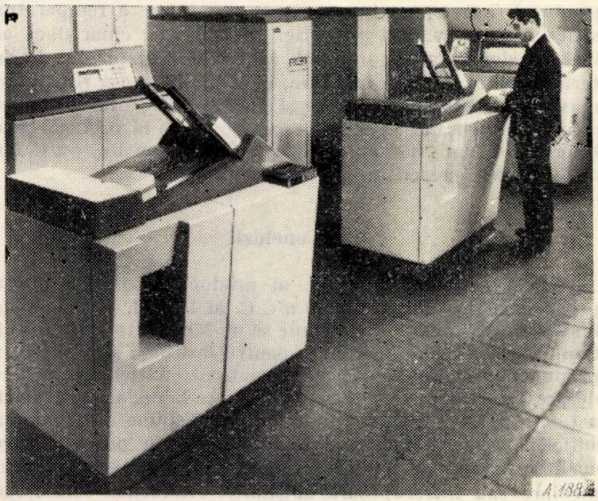


Fig. 1. Seria 300 T. I. cu tambur magnetic formată din : un dispozitiv de lectură şi un dispozitiv de lectură-perforator de cartele ; un dispozitiv de imprimare ; o unitate-program ; un calculator electronic ; o memorie centrală ; un tambur magnetic.

este tabulatorul de tip BS sau TAS, care cuprinde : un organ de citire a cartelei, un dispozitiv electromecanic efectuînd cele patru operaţii şi un dispozitiv de imprimare lucrînd cu viteza de 150 linii/minut.

Gamma 3 este calculatorul electronic care, conectat la un tabulator BS sau la un dispozitiv de reproducere PRD, permite efectuarea calculelor fără a micşora viteza de defilare a cartelelor. Gamma 3 efectuează operaţii de adunare şi scădere cu numere de 12 cifre în 1 ms şi efectuează înmulţirea în 6 ms în medie. Capacitatea sa de program, de 32 pînă la 64 linii de instrucţiuni, poate fi combinată cu dispozitiv de program cartelă pe cartelă.

Un tambur magnetic, capabil să înregistreze 196 608 cifre zecimale, poate fi conectat la Gamma 3 în cazul problemelor care necesită o mare densitate de informaţii şi programe complexe.

Seria 300 T. I., creată în anul 1960, a fost concepută în scopul măririi vitezei maşinilor şi organizării lucrărilor într-un mod unitar, pentru a reduce operaţiile manuale şi a grupa funcţiuni identice ; în jurul unui element de program şi de interconexiune denumit „Unitate-Program" sînt grupate elemente ca elemente de intrare şi de ieşire a informaţiilor (dispozitivul de lectură a cartelelor, dispozitivul de lectură şi perforare, dispozitivul de imprimare) care lucrează cu viteza de 300 cartele (sau linii de imprimare) pe minut şi elemente de prelucrare (calculator electromecanic şi elec-

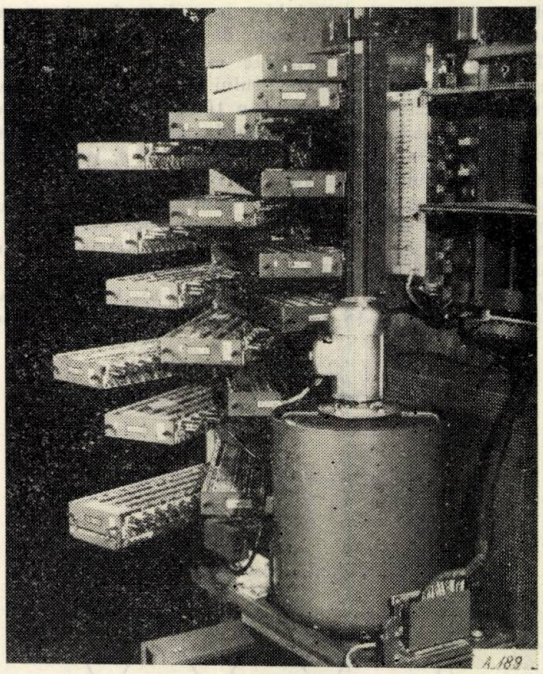


Fig. 2. Tamburul magnetic al seriei 300 T.I. şi circuitele sale logice.

tronic). Numărul şi tipul elementelor sînt alese în funcţie de problema tratată şi poate fi eventual mărit. Posibilităţile de stocare a informaţiilor sînt realizate de către un tambur magnetic sau de benzi magnetice (instalaţia poate să cuprindă 8 dispozitive de derulare cu funcţionare simultană pentru funcţiile de triere sau de interclasare sau în conexiune cu organele de prelucrare).

Gamma 60 este un mare ansamblu electronic de prelucrare a informaţiei care grupează în jurul unei unităţi centrale avînd o memorie cu ferite cuprinzînd de la 196 000 la 786 000 poziţii binare, organe de tratament (calculator aritmetic rapid, comparator, traductor etc.) şi elemente de intrare-ieşire (dispozitive de lectură şi perforatoare de cartele şi benzi perforate, dispozitive de imprimare) ca şi elemente de punere în memorie de tip tambur şi benzi magnetice. Caracteristica sa fundamentală constă în posibilitatea de a trata simultan mai multe programe, astfel încît s ă permită ca fiecare din elementele sale să lucreze cu randament maxim.

REFERATE

Noi tipuri de aparate de reglare automată elaborate de Institutul de cercetări tehnico-ştiinţifice pentru aparatură termotehnică. [După K. B. Arutiunov: Priborostroenie (1961) nr. 1, 23—28].

Se prezintă o serie de noi tipuri de aparate de reglare pneumatice, electronice şi electropneumatice, folosite în industrie, care au fost experimentate cu succes.

Se indică caracteristicile principale ale aparatelor de măsurare a tensiunii diferenţiale cu transmisie pneumatică DMPK-4 şi DMPK-100, ale aparatului secundar integrator în impuls pneumatic 1SP-48A, ale blocului de alimentare cu aer comprimat BPP, ale traductorului pneumatic pentru măsurarea densităţii lichidelor PJK-1.

Se descriu apoi blocurile componente ale sistemului electronic verificat (EAUS), compus din : transformatorul electrono-mecanic E-2D şi E-2E, panoul de comandă pentru trei mărimi 3PE-43V şi 3PE-42V, aparatul secundar indicator pentru o mărime 1PE-43A, aparatul secundar indicator şi înregistrator pentru una sau două mărimi 1SE-42A şi 2SE-42B, blocul de program PD-44A, regulatorul electronic 5RE-46A, poziţionerul electropneumatic, transformatorul pneumoelectric PE-55A şi transformatorul electropneumatic EP-56A. Alimentarea aparatelor se face cu tensiunea 220 V, 50 Hz, iar variaţiile de ±10 % ale tensiunii, ca şi variaţiile de ±5 % ale frecvenţei, nu produc erori suplimentare.

Gh. R. I.

Un nou calculator cu dispozitive pneumatice. [După G. T. Berezoveţ, V. N. Dimitriev, A. A. Tali: Avtomatika i Telemekanika **13** (1961) nr. 1, 111—118].

În prezent, dezvoltarea sistemelor pneumatice urmăreşte o simplificare şi o unificare a elementelor, care să reducă la minimum numărul de astfel de elemente necesare pentru a obţine o relaţie analitică completă. Acest deziderat se realizează prin folosirea a două principii noi constructive : realizarea tuturor dispozitivelor de reglare şi calcul pneumatic pe baza unui amplificator operaţional pneumatic, în mod similar cu amplificatoarele operaţionale electronice, şi trecerea la un interval al presiunilor de lucru reduse, de la 0 la 100 mm col apă. Pe baza acestor principii noi se prezintă un nou dispozitiv de calcul pneumatic şi se indică realizarea operaţiilor algebrice liniare folosind acest dispozitiv.

Gh. R. I.

Unele probleme privind sinteza sistemelor cu dispozitive de corecţie autoajustabile după un extremum. [După V. N. Varîghin: Avtomatika i Telemekanika **13** (1961) nr. 1, 27—36].

Se stabilesc ecuaţiile proceselor în sistemele cu autoajustare după un extremum, avînd dispozitive de corecţie liniare, considerîndu-se regimul armonic şi comparînd aceste caracteristici de frecvenţă cu frecvenţa proprie a circuitului de reglare principal. Aceste ecuaţii permit studierea într-un mod mult mai direct a sistemelor autoajustabile decît prin metoda regimului cvasistaţionar. Se deduc pe această bază relaţiile de optimalizare între coeficienţii de amplificare din circuitul autoajustabil. Rezultatele deduse teoretic se compară cu o serie de date obţinute experimental.

Gh. R. I.

Unele metode de cercetare numerică a regimurilor periodice în sistemele de reglare automată. [După I. Neimark: Avtomatika i Telemekanika **13** (1961) nr. 1, 47—56].

Studiul regimurilor periodice în sistemele automate neliniare reprezintă o problemă de o importanţă deosebită. Pînă în prezent metodele analitice rezolvă această problemă doar în anumite cazuri speciale, neexistînd o metodă analitică generală de soluţionare. În articol se expune o metodă generală de soluţionare numerică a regimului periodic, aplicarea metodei bazîndu-se pe caracteristica de frecvenţă a părţii liniare a sistemului şi pe caracteristica elementului neliniar din sistem.

După ce se stabileşte ecuaţia generală de rezolvare, se deduc metode de rezolvare concrete, în cazul sistemelor neliniare cu caracteristică ce poate fi descompusă în segmente liniare, metoda aproximaţiilor succesive şi metoda parametrului conducător.

Gh. R. I.

Determinarea frecvenţei de măsurare necesare în sistemele automate discrete. [După E. L. Iţkovici: Telemekanika, **13** (1961), nr. 2, 216—223].

Se expune o metodă de calcul al frecvenţei de măsurare necesară în sistemele automate discrete. Această frecvenţă se determină cu ajutorul caracteristicii statistice a parametrului ce trebuie să fie controlat. În lipsa unor date iniţiale, frecvenţa cerută poate fi determinată printr-o experienţă specială. Metoda de calcul descrisă este utilizată pentru calculul frecvenţei de măsurare în cazul unor sisteme automate discrete cu valori concrete.

Gh. R. I.

Sisteme automate cu comandă logică. [După E. K. Sighin: Avtomatika i Telemekanika, **13** (1961) nr. 3, 314—321].

Sistemele automate cu reţele de corecţie cu parametrii constanţi au performanţe limitate. O ameliorare a acestor parametri poate fi realizată prin folosirea unor reţele corectoare cu variaţie discontinuă a parametrilor, realizată cu ajutorul unor blocuri logice cu transistoare. Legea de variaţie în salturi a parametrilor reţelei corectoare se determină astfel încît sistemul să prezinte astatism de ordinul al doilea faţă de variaţiile mărimii de intrare şi un astatism de ordinul întîi faţă de variaţiile mărimii perturbatoare, sistemul neprezentînd în aceste condiţii un suprareglaj sensibil. Se indică o serie de rezultate experimentale ale folosirii unor asemenea dispozitive logice de corecţie.

Gh. R. I.

Proiectarea optimă a circuitelor de comutaţie cu transistoare [După După Ch. Askans: Electronic Design, **9** (1961) nr. 18, 38—41, 8 fig., 5 ref. bibl.].

Se analizează proiectarea optimă a unui circuit de comutaţie cu un transistor în montaj *E.M.* din punctul de vedere al obţinerii unui timp de creştere a curentului de colector şi a unui timp de revenire cît mai mic. Pe baza teoriei funcţionării transistorului la nivele mari de semnal se dau expresiile pentru timpul de creştere, timpul de stocare şi timpul de revenire în funcţie de următoarele mărimi : cîştigul de curent static în montaj *E.M.*, raportul dintre curentul de colector maxim şi curentul de bază injectat, frecvenţa de tăiere a cîştigului de curent în montaj *B.M.* (f_α), tensiunea de pozitivare, rezistenţa de pozitivare. Se dau două nomograme care permit determinarea rapidă, în funcţie de aceste mărimi, a timpului de creştere şi a timpului de revenire.

I. L.

Amplificatoare de c.c. de bandă largă, stabile cu transistoare. [După R. Okada: Communication and Electronics (1960) nr. 3, 26—33].

Autorul face o trecere în revistă a metodelor şi rezultatelor experimentale obţinute în domeniul realizării amplificatoarelor de c.c. cu transistoare de bandă largă avînd o derivă termică redusă. În continuare se face analiza amplificatorului diferenţial de c.c. sub aspectul obţinerii unei derive minime şi al stabilităţii. Se analizează apoi schema amplificatorului de c.c. cu control automat al nulului. Această schemă se compune dintr-un amplificator de c.c. cu cuplaj direct şi un amplificator

de c.c. cu modulare care are rolul de a compensa deriva amplificatorului de c.c. cu cuplaj direct. Se dau relaţiile de calcul al elementelor din schemă şi al factorului de stabilizare.

Într-o anexă sînt date calculele pentru determinarea funcţiei de transfer a unui amplificator operaţional cu impedanţă de intrare foarte mică (cazul amplificatoarelor operaţionale cu transistoare).

I. L.

Problemele termice ale dispozitivelor semiconductoare. [După I. M. Seurot: Revue Générale de l'Electronique, *15* (1961) nr. 170, 23—31, 17 fig. şi *15* (1961) nr. 171, 27—33, 8 fig., 12 ref. bibl.]

Problemele termice la dispozitivele semiconductoare se pun sub următoarele trei aspecte :

a) *Securitatea relativă la clacare.* Securitatea este legată de menţinerea temperaturii joncţiunii sub limita maximă admisă, şi anume 75°C—90°C pentru dispozitivele semiconductoare cu Ge şi 150° C pentru dispozitivele semiconductoare cu Si.

Menţinerea temperaturii joncţiunii în limitele admise în cazul dispozitivelor semiconductoare de putere se realizează prin montarea lor pe radiatoare metalice care micşorează simţitor rezistenţa termică a dispozitivului. În articol sînt date formule şi diagrame pentru calculul rezistenţei termice a diverselor tipuri de radiatoare.

b) *Stabilitatea termică* (împiedicarea fenomenului de avalanşă termică). Presupunîndu-se o creştere accidentală a puterii disipate în dispozitivul semiconductor se calculează creşterea de temperatură a joncţiunii. Această creştere a temperaturii joncţiunii provoacă o creştere suplimentară a puterii disipate. Dacă această creştere a puterii disipate este mai mică decît creşterea iniţială atunci funcţionarea este stabilă; în caz contrar se produce fenomenul de avalanşă termică.

Se dau relaţiile care dau valoarea maximă a lui S_0 (sectorul de stabilizare) pentru care transistorul mai funcţionează stabil la anumită temperatură.

c) *Stabilitatea performanţelor.* Se dau diagrame pentru variaţiile parametrilor transistoarelor cu temperatura. Se menţionează că un montaj cu transistoare atinge o funcţionare stabilă din punct de vedere al performanţelor (amplificare, distorsiuni etc.) după un timp de 15—30 min de la punerea în funcţie—timp necesar joncţiunii pentru atingerea unei situaţii de echilibru termic.

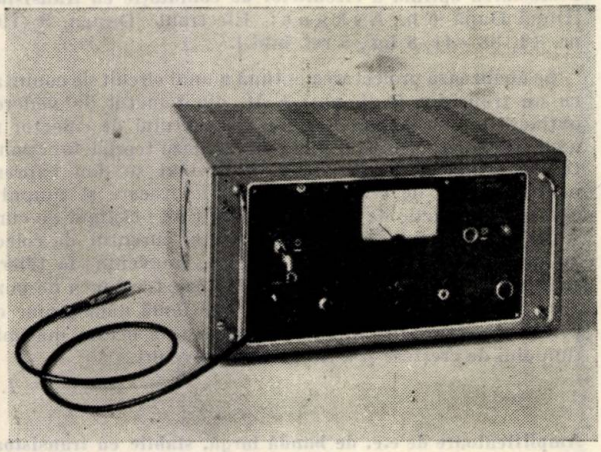
I. L.

Motor reversibil alimentat de la un amplificator cu transistoare. [După A. M. Lapides: Priborostroenie (1961) nr. 1, 10—11].

Se descriu cîteva scheme de amplificatoare sensibile la fază cu transistoare, folosite pentru alimentarea înfăşurării de comandă a unui motor bifazat. Schemele descrise diferă după modul de alimentare a circuitelor de colector şi după modul de conectare al înfăşurării de comandă. Se insistă asupra unei scheme de comandă elaborată de uzina „Manometr", pentru care se indică performanţele şi curbele de răspuns obţinute pe cale experimentală.

Gh. R. I.

VOLTMETRU ELECTRONIC DE MARE SENSIBILITATE
ŞI AMPLIFICATOR DE MĂSURĂ TIP 1316



Aparat de măsură pentru determinarea tensiunilor mici la amplificatori de joasă frecvenţă şi la instalaţiile de telecomunicaţii. Partea amplificator se poate utiliza şi ca amplificator de măsură. Interval de măsură de la 30 mV la 100 V, în 12 benzi. Interval de frecvenţe 8 Hz — 600 kHz.

Exportă:

METRIMPEX

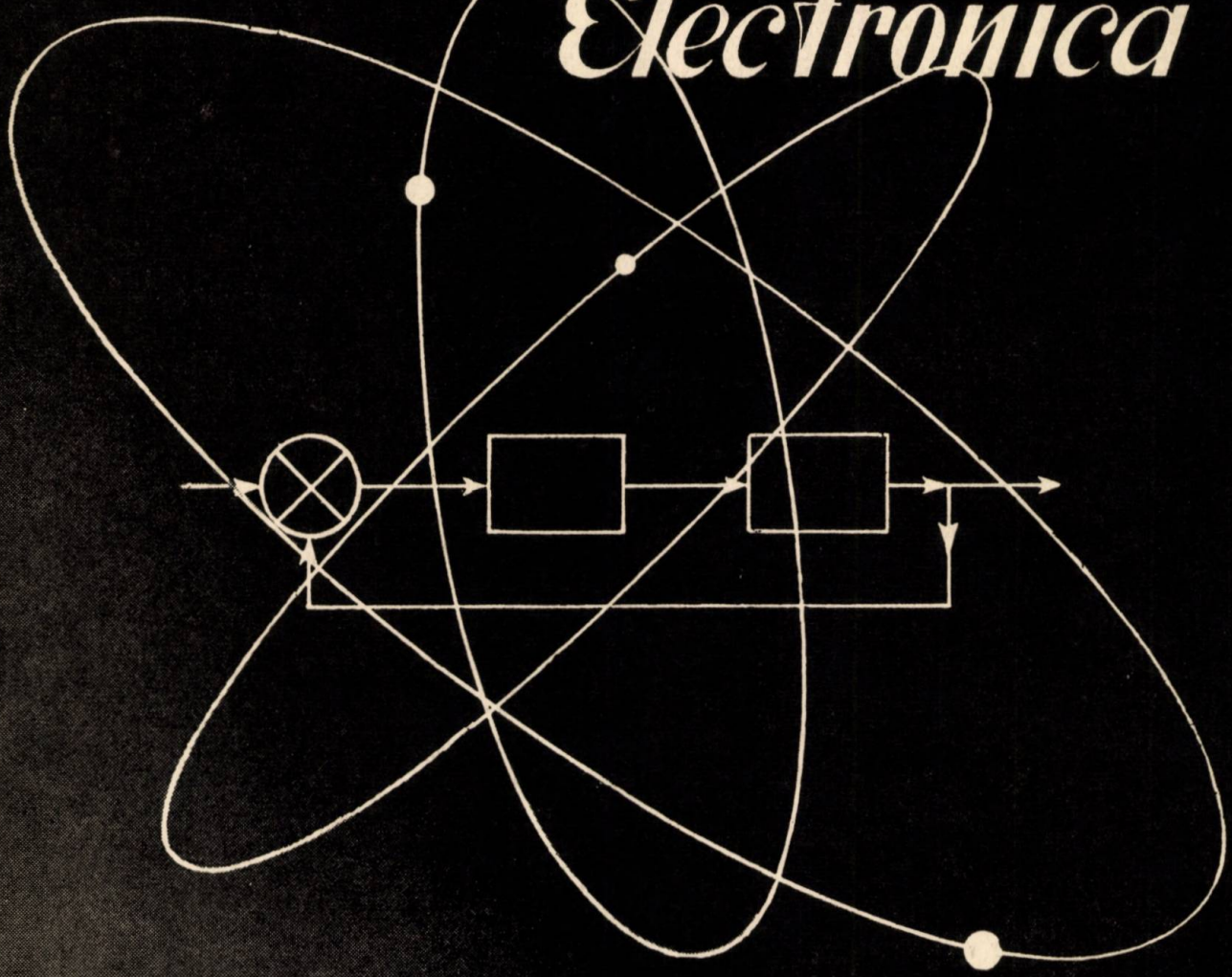
Întreprindere ungară de comerţ exterior pentru produsele industriei de instrumente

Adresa: BUDAPEST 62, CĂSUŢA POŞTALĂ 202, UNGARIA

Adresa telegrafică: INSTRUMENT BUDAPEST

MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1883

Automatica și Electronica

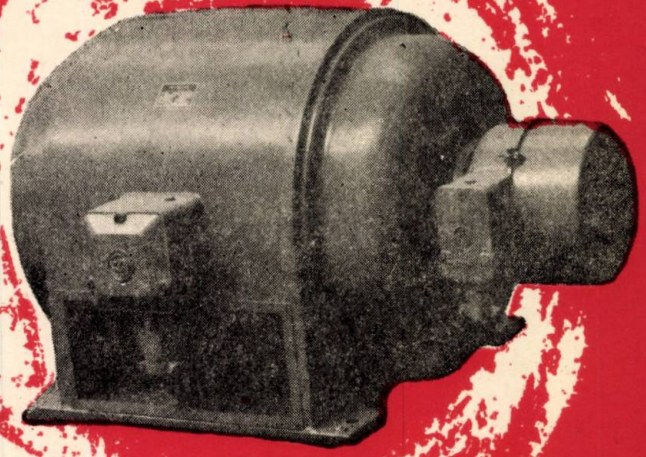


VOL. 5
1961
Nr. 5
SEPTEMBRIE
OCTOMBRIE
P. 193—232
BUCUREȘTI

Silicagel

SiO_2 AMORF

Mijloc ideal de uscare și conservare



Pentru orice fel de materiale

Mașini și aparate de precizie,
Textile, Pielărie, Alimente etc.
Expuse degradării prin umezeală
Apără de rugină, mucegăire, putrezire
și alte efecte dăunătoare
provocate de umiditate.
Se poate regenera ușor prin simpla încălzire fără pierdere.

UPSOM

PRODUS AL UZINELOR DE PRODUSE SODICE OCNA MUREȘ

E 2551

MŰSZAKI KÖNYVTÁR ORSZÁGOS 1883

Automatica și Electronica

Vol. 5 (1961) nr. 5 (septembrie-octombrie), p. 193—232

CUPRINS

CZ 621.382.3 :512

MOISIL GR. :

Teoria algebrică a circuitelor cu transistoare (partea III)

Automatica și Electronica *5* (1961) nr. 5, 193—199

Se stabilesc funcțiile de lucru pentru 25 de tipuri de circuite cu transistoare PNP, arătîndu-se, în fiecare caz, dacă ele sînt sau nu realizabile prin circuite cu unul sau două nivele.

CZ 621—503.5

PAPADACHE I. :

Sisteme de reglare adaptive

Automatica și Electronica *5* (1961) nr. 5, 200—204

Se prezintă unele aspecte generale privind sistemele autoadaptive. Astfel se arată structura unui sistem autoadaptiv și se discută stabilirea criteriului de performanță în diverse cazuri, dîndu-se o serie de aplicații la reglarea unor procese tehnologice.

CZ 621—501.22 : 338.062.214.2

SZEKELY I. :

Determinarea analitică a comportării dinamice a obiectelor industriale cu parametrii distribuiți

Automatica și Electronica *5* (1961) nr. 5, 205—210

Se determină funcțiile de transfer în cazul unor obiecte (răcitor tubular cu aer, schimbător tubular de căldură) la care timpul de propagare a perturbațiilor este de același ordin de mărime cu valoarea constantelor de timp.

CZ 621—52 : 666.1.031.2/.6 :666.15

ILIE C. :

Automatizarea cuptoarelor de topit sticla în fabricile de geamuri

Automatica și Electronica *5* (1961) nr. 5, 211—218

Se descrie instalația de automatizare și control tehnologic a cuptoarelor de topit sticla dintr-o fabrică de geamuri, în cadrul căreia se prezintă și o metodă nouă de menținere constantă a proporției gaze-aer.

CZ 621—52 : 665.521.72

SEBASTIAN L., PÎNZARU V. :

Automatizarea procesului de preparare a mixturilor asfaltice la instalațiile *ANG*

Automatica și Electronica *5* (1961) nr. 5, 219—224

Se arată necesitatea automatizării procesului tehnologic de preparare a mixturilor asfaltice și se prezintă schema electrică desfășurată a unei instalații de acest fel elaborată și experimentată de autori.

CZ 621.384.611.031.2 : 621.316.73

INDREAȘ C. :

Stabilizarea cîmpului magnetic la ciclotron

Automatica și Electronica *5* (1961) nr. 5, 225—228

Se expun principalele metode de stabilizare a cîmpului magnetic la ciclotron, descrîndu-se detaliat două dintre ele avînd o răspîndire mai largă la ultimele tipuri de ciclotroane construite.

NOTE DE LABORATOR

CZ 621.124.076 : 621—52

CRISTU M., SCÎNTEIE N., SAVU V., DORCIOMAN D., COJOCARU V.

Sistem automat pentru punerea la zero a numărătorilor mecanici

Automatica și Electronica *5* (1961) nr. 5, 228—229

RECENZII, 230

DOCUMENTARE, 232

COMITETUL DE REDACȚIE

C. VAZACA (redactor responsabil), ing. P. DEAC, ing. GH. DECIANU, ing. I. PAPADACHE, prof. ing. C. I. PENESCU, ing. M. POPA, ing. S. SOCOL, conf. ing. R. STERE, ing. I. SZEKELY.

Revista AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA, organ al Asociației Științifice a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Editor: Asociația Științifică a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Redacția și Administrația: București, Str. Ion Ghica Nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu, Telefon: 14.15.95, 14.06.24. Redacția își rezervă toate drepturile privind lucrările precum și materialul grafic-ilustrativ apărut în revistă, cît și cele privitoare la traducerea în limbi străine. Se admit extrase sau comentarii numai cu indicarea completă a sursei. Revista apare o dată la două luni. Abonamentele se primesc la administrația revistei, la sediile filialelor ASIT din întreaga țară precum și la responsabilii cu presa din cercurile ASIT. Instituțiile și întreprinderile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinete tehnice în contul nostru de virament: Publicațiile Tehnice ASIT 070124 B.R.P.R. Filiala I. V. Stalin. Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual; individual: lei 30 anual. Prețul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea Poligrafică nr. 2, București.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1883

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. V (p. 193—232) Nr. 5, septembrie — octombrie București, 1961

GRIGORE MOISIL*

Teoria algebrică a circuitelor cu transistoare (PARTEA a III-a)

Circuite cu două nivele cu transistoare PNP

CZ 621.382.3 :512

Ieșirile celor cinci tipuri de circuite din figurile 5—10 vor fi considerate ca intrări ale unor circuite analoge. Obținem astfel 25 de tipuri de circuite cu două nivele.

Tipul 1—1.

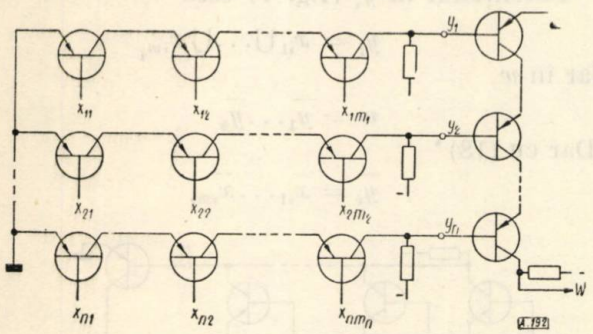


Fig. 1.

Potențialul în punctele $y_1, \ldots, y_n$ (fig. 1) e dat de

$$y_i = \overline{x_{i1}} \ldots \overline{x_{imi}}$$

iar cel în w e dat de

$$w = \overline{y_1} \ldots \overline{y_n}$$

Dar

$$\overline{y_i} = \overline{\overline{x_{i1}} \ldots \overline{x_{im_i}}}$$

deci cu (19) **

$$\overline{y_i} = \overline{\overline{x_{i1}}} \cup \ldots \cup \overline{\overline{x_{im_i}}}$$

deci cu (13) **

$$\overline{y_t} = x_{i1} \cup \ldots \cup x_{im_i}$$

deci

$$w = (x_{11} \cup \ldots \cup x_{1m_i})(x_{21} \cup \ldots \cup x_{m_2}) \ldots (x_{n1} \cup \ldots \cup x_{m_n})$$

Deci suprapunerea a două circuite de tipul (1) dă un circuit a cărui funcție de lucru e un produs de disjuncții. Vom nota:

$$\prod a_i = a_1 \ldots a_r$$

$$\bigcup a_i = a_1 \cup \ldots \cup a_r$$

Funcția w se scrie

$$w = \prod_i \bigcup_j x_{ij}$$

deci *circuitele de tipul 1—1 dau o funcție nouă ce nu se poate realiza de circuite cu un nivel.*

Tipul 1—2.

Potențialele în $y_1, \ldots, y_n$ (fig. 2) sînt date de

$$y_i = x_{i1} \cup \ldots \cup x_{im_i}$$

iar în w de

$$w = \overline{y_1} \ldots \overline{y_n}$$

deci cu (18) **

$$y_i = \overline{x_{i1}} \ldots \overline{x_{im_i}}$$

deci

$$w = \overline{x_{11}} \ldots \overline{x_{1m}}\ \overline{x_{21}} \ldots \overline{x_{nm_n}}$$

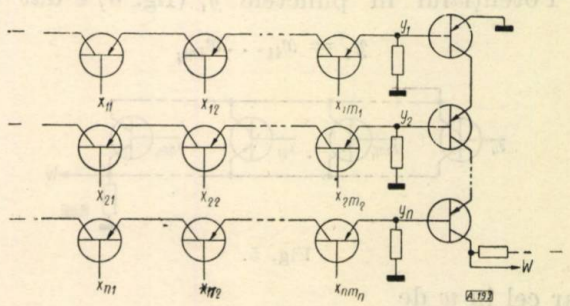


Fig. 2.

deci acest montaj nu dă o funcție de lucru de tip nou, ci tot funcția lui Sheffer. Montajul din fig. 2 *are aceeași funcție de lucru ca cel din* fig. 3, *care însă utilizează mai puțini transistori.*

---

* Acad. Gr. Moisil este profesor șef de catedră la Universitatea „C. I. Parhon" din București și președinte al Comisiei de automatizare de pe lîngă Prezidiul Academiei R.P.R.

** Teoria algebrică a circuitelor cu transistoare (partea I) Automatica și Electronica (1961) nr. 3.

Tipul 1—3.

Potenţialul în $y_1, \ldots, y_n$ (fig. 4) e dat de

$$y_i = \overline{x}_{i1} \cup \ldots \cup x_{im_i}$$

iar în w de

$$w = \overline{y}_1 \ldots \overline{y}_n$$

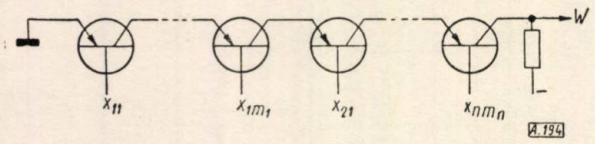


Fig. 3.

Cu (18)* avem

$$\overline{y}_i = \overline{\overline{x}}_{i1} \ldots \overline{\overline{x}}_{im_i}$$

şi cu (13)*

$$\overline{y}_i = x_{i1} \ldots x_{im_i}$$

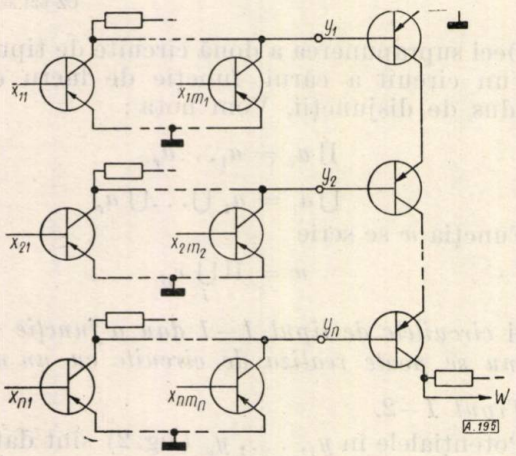


Fig. 4.

deci

$$w = x_{11} \ldots x_{1m_1} x_{21} \ldots x_{nm_n}$$

deci acest montaj nu dă o funcţie de lucru nouă, ci tot produsul. Montajul din fig. 4 *dă aceeaşi funcţie de lucru ca cel din* fig. 5.

Tipul 1—4.

Potenţialul în punctele y_i (fig. 6) e dat de

$$y_i = x_{i1} \ldots x_{im_i}$$

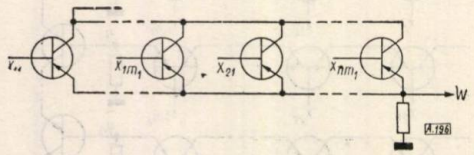


Fig. 5.

iar cel în w de

$$w = \overline{y}_1 \ldots \overline{y}_n$$

Deci la (19)

$$y_i = \overline{x}_{i1} \cup \ldots \cup \overline{x}_{im_i}$$

deci

$$w = (\overline{x}_{i1} \cup \ldots \cup \overline{x}_{1m_1})(\overline{x}_{21} \cup \ldots \cup \overline{x}_{2m_2}) \ldots (\overline{x}_{n2} \cup \ldots \cup \overline{x}_{nm_n})$$

sau

$$w = \prod_i \perp_j x_{ij}$$

Aceasta este o funcţie de lucru nouă

$$w = \prod_i \perp_j \overline{x}_{ij}$$

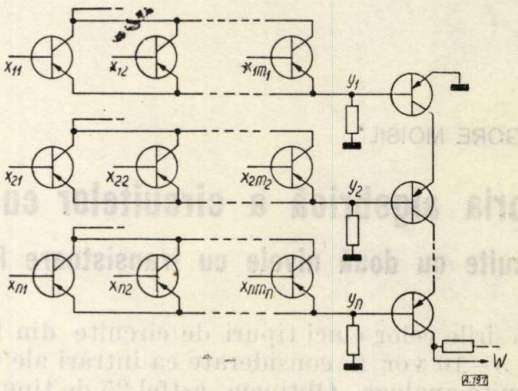


Fig. 6.

Tipul 1—5.

Potenţialul în y_i (fig. 7) este

$$y_i = x_{i1} \cup \ldots \cup x_{im_i}$$

iar în w

$$w = \overline{y}_1 \ldots \overline{y}_n$$

Dar cu (18)*

$$\overline{y}_i = \overline{x}_{i1} \ldots \overline{x}_{im_i}$$

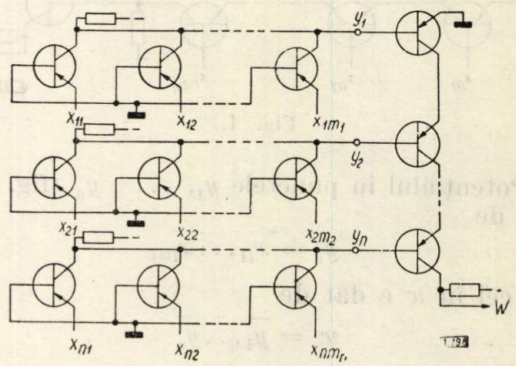


Fig. 7.

deci

$$w = \overline{x}_{11} \ldots \overline{x}_{1n_1} \overline{x}_{2n_1} \ldots \overline{x}_{nm_n}$$

deci acest montaj nu dă o funcţie nouă, ci funcţia lui Sheffer realizabilă cu montajul din fig. 8* *care are mai puţine transistoare.*

Tipul 2—1.

Potenţialele în y_i (fig. 8) sînt

$$y_i = \overline{x}_{21} \ldots \overline{x}_{im_i}$$

* Teoria algebrică a circuitelor cu transistoare (partea I)

** idem (partea II).

iar în w potențialul este

$$w = y_1 \cup \ldots \cup y_n$$

deci

$$w = \bigcup_i \prod_j \overline{x_{ij}}$$

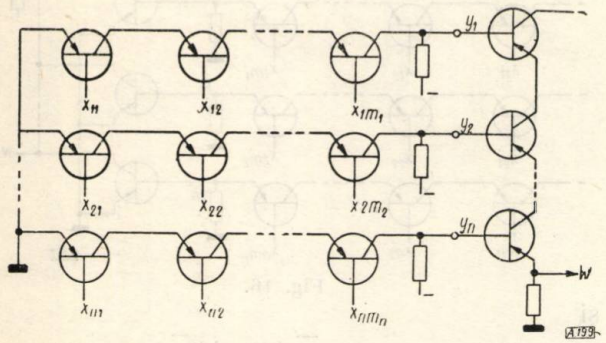


Fig. 8.

deci aceste circuite dau o funcție ce nu se poate realiza cu circuite cu un nivel.

Tipul 2—2

Potențialele în y_i (fig. 9) sînt

$$y_i = x_{i1} \cup \ldots \cup x_{im_i}$$

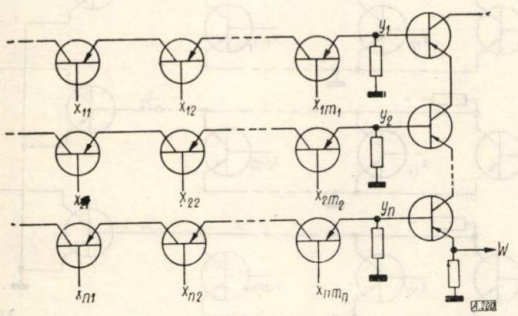


Fig. 9.

iar în w

$$w = y_1 \cup \ldots \cup y_n = \bigcup_{i,j} x_{ij}$$

deci acest montaj nu ne dă o funcție nouă. Funcția sa de lucru se poate realiza cu circuite cu un nivel, cu un număr mai mic de transistoare, ca în fig. 10*.

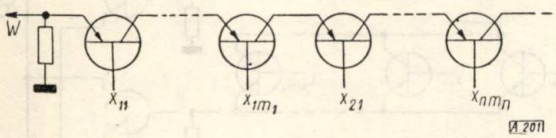


Fig. 10.

Tipul 2—3

Potențialele în y_i (fig. 11) sînt

$$y_i = \overline{x}_{i1} \cup \ldots \cup \overline{x}_{im_i}$$

iar în w

$$w = y_2 \cup \ldots \cup y_n$$

deci

$$w = \bigcup_{ij} \overline{x}_{ij}$$

deci acest tip nu dă o funcție nouă, ci funcția de lucru a circuitului din fig. 12.

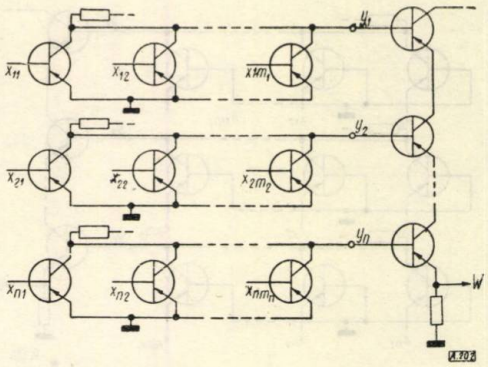


Fig. 11.

Tipul 2—4

Avem (fig. 13)

$$y_i = x_{i1} \ldots x_{im_i}$$

și

$$w = y_1 \cup \ldots \cup y_n$$

deci

$$w = \bigcup_{i \neq j} \prod x_{ij}$$

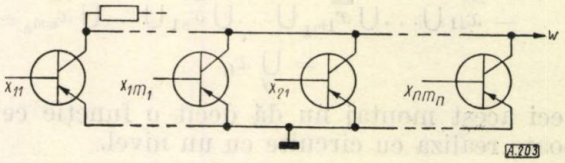


Fig. 12.

Acesta e un montaj care dă o funcție ce nu se poate realiza prin circuite cu un nivel.

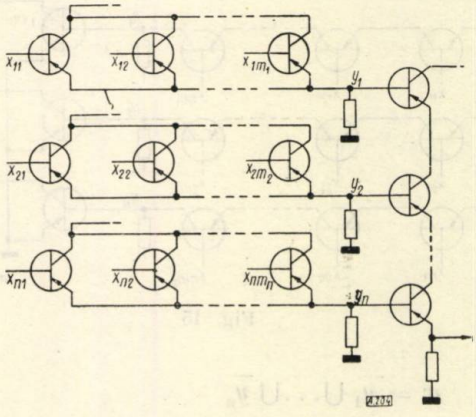


Fig. 13.

Tipul 2—5

Avem (fig. 14)

$$y_1 = x_{i1} \cup \ldots \cup x_{im_i}$$

și

$$w = y_1 \cup \ldots \cup y_n$$

* Teoria algebrică a circuitelor în transistoare (partea a-II-a).

deci

$$w = \bigcup_{ij} x_{ij}$$

deci nu se capătă decît o funcţie ce se poate realiza cu circuite cu un nivel.

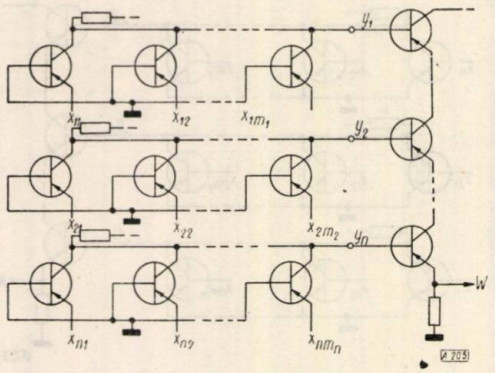


Fig. 14.

Tipul 3—1

Avem (fig. 15)

$$y_1 = \overline{x}_{i1} \ldots \overline{x}_{im_i}$$

$$w = \overline{y}_1 \cup \ldots \cup \overline{y}_n =$$

$$= \overline{\overline{x}_{11} \ldots \overline{x}_{im_i}} \cup \ldots \cup \overline{\overline{x}_{n1} \ldots \overline{x}_{nm_n}} =$$

$$= \overline{x}_{11} \cup \ldots \cup \overline{x}_{1m_1} \cup \ldots \cup \overline{x}_{n1} \cup \ldots \cup \overline{x}_{nm_n} =$$

$$= \bigcup_{ij} x_{ij}$$

deci acest montaj nu dă decît o funcţie ce se poate realiza cu circuite cu un nivel.

Tipul 3—2

Avem (fig. 16)

$$y_i = x_{i1} \cup \ldots \cup x_{im_i}$$

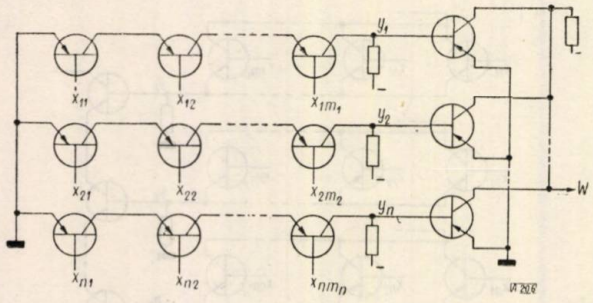


Fig. 15.

şi

$$w = \overline{y}_1 \cup \ldots \cup \overline{y}_n$$

$$= \overline{x_{11} \cup \ldots \cup x_{1m_1}} \cup \ldots \cup \overline{x_{n1} \cup \ldots \cup x_{nm_n}}$$

$$= \overline{x}_{11} \ldots \overline{x}_{1m_1} \cup \ldots \cup \overline{x}_{n1} \ldots \overline{x}_{nm_n}$$

$$= \bigcup_i \prod_j \overline{x}_{ij} = \bigcup_i \bigtop_j x_{ij}.$$

Aceste funcţii nu se realizează prin circuite cu un nivel.

Tipul 3—3

Avem (fig. 17)

$$y_i = \overline{x}_{i1} \cup \ldots \cup \overline{x}_{im_i}$$

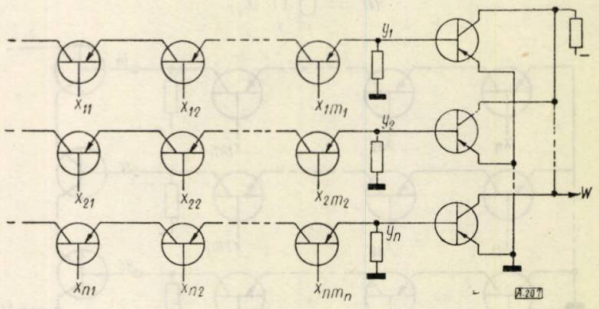


Fig. 16.

şi

$$w = \overline{y}_1 \cup \ldots \cup \overline{y}_n$$

$$= \bigcup_i \overline{y}_i$$

$$= \bigcup_i \overline{\bigcup_j \overline{x}_{ij}}$$

$$w = \bigcup_i \prod_j x_{ij}$$

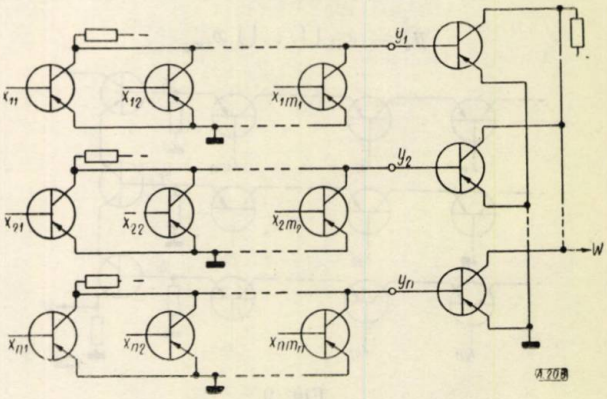


Fig. 17.

Obţinem astfel o funcţie ce nu se poate realiza prin circuite cu un nivel.

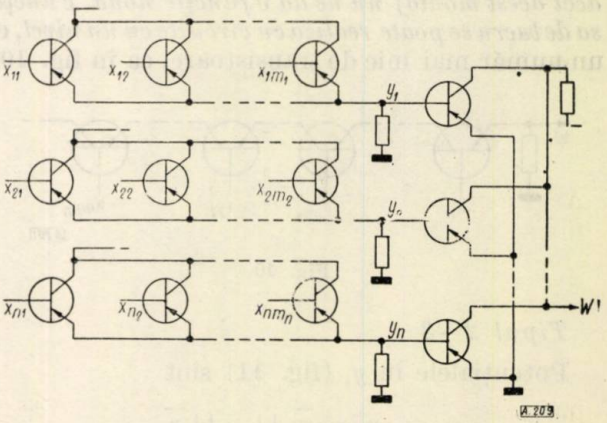


Fig. 18.

Tipul 3—4

Avem (fig. 18)

$$y_i = x_{i1} \ldots x_{im_i}$$

şi

$$w = \overline{y}_1 \cup \ldots \cup \overline{y}_n$$
$$= \bigcup_i \overline{x_{i1} \ldots x_{im_i}}$$
$$= \bigcup_{ij} \overline{x}_{ij}$$

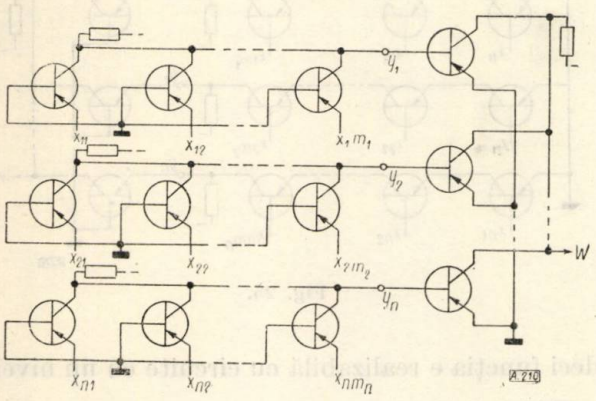


Fig. 19.

deci obţinem o funcţie realizabilă prin circuite cu un nivel.

Tipul 3—5

Avem (fig. 19)

$$y_i = x_{i1} \cup \ldots \cup x_{im_i}$$
$$w = \overline{y}_1 \cup \ldots \cup \overline{y}_n$$
$$= \bigcup_i \overline{x_{i1} \cup \ldots \cup x_{im_i}}$$
$$= \bigcup_i \prod_j \overline{x}_{ij}$$
$$= \bigcup_i \top_j x_{ij}$$

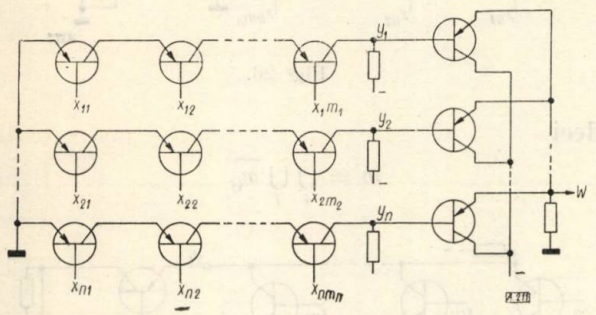


Fig. 20.

Aceste funcţii nu se obţin prin circuite cu un nivel.

Tipul 4—1

Avem (fig. 20)

$$y_i = \overline{x}_{i1} \ldots \overline{x}_{im_i}$$
$$w = y_1 \ldots y_n$$

deci

$$w = \overline{x}_{11} \ldots \overline{x}_{1m_1}\ \overline{x}_{21} \ldots \overline{x}_{nm_n}$$

deci nu obţinem decît o funcţie ce se poate realiza prin circuite cu un nivel.

Tipul 4—2

Avem (fig. 21)

$$y_i = x_{i1} \cup \ldots \cup x_{im_i}$$

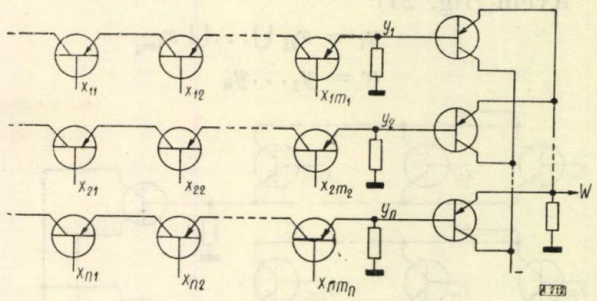


Fig. 21.

şi

$$w = y_1 \ldots y_n$$

deci

$$w = (x_{11} \cup \ldots \cup x_{im_i}) \ldots (x_{n1} \cup \ldots \cup x_{nm_n})$$
$$= \prod_i \bigcup_j x_{ij}$$

Aceasta e o funcţie ce nu se realizează prin circuite cu un nivel.

Tipul 4—3

Avem (fig. 22)

$$y_i = \overline{x}_{i1} \cup \ldots \cup \overline{x}_{im_i}$$
$$w = y_1 \ldots y_n$$

deci

$$w = (\overline{x}_{11} \cup \ldots \cup \overline{x}_{1mi}) \ldots (\overline{x}_{n1} \cup \ldots \cup \overline{x}_{nm_n})$$
$$= \prod_i \bigcup_j \overline{x}_{ij}$$

care e o funcţie ce nu se obţine prin circuite cu un nivel.

Tipul 4—4

Avem (fig. 23)

$$y_i = x_{i1} \cup \ldots \cup x_{im_i}$$
$$w = y_1 \ldots y_n$$

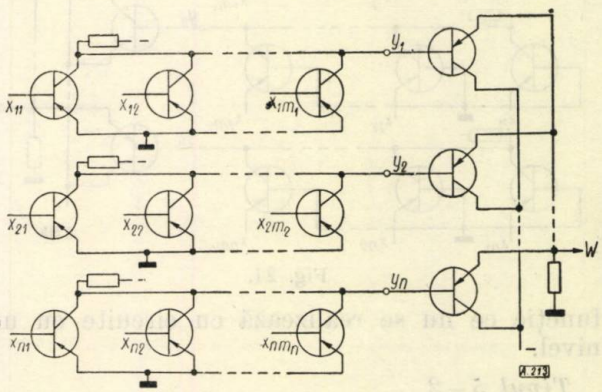


Fig. 22.

deci

$$w = \prod_{ij} x_{ij}$$

deci căpătăm o funcţie realizabilă prin circuitele cu un nivel.

Tipul 4—5

Avem (fig. 24)

$$y_i = x_{i1} \cup \ldots \cup x_{im_i}$$
$$w = y_1 \ldots y_n$$

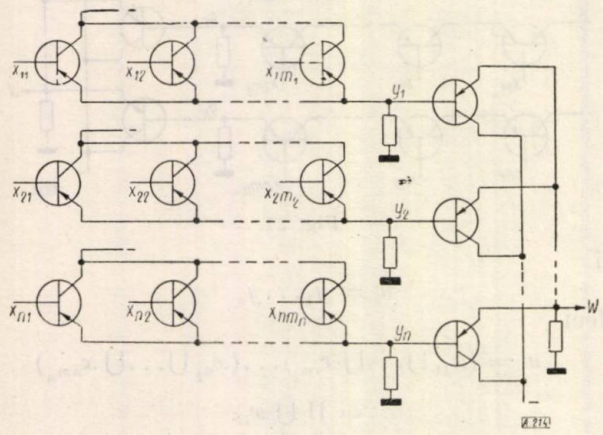


Fig. 23.

deci

$$w = (x_{11} \cup \ldots \cup x_{1m_1}) \ldots (x_{n1} \cup \ldots \cup x_{nm_\kappa})$$
$$= \prod_i \bigcup_j x_{ij}$$

funcţie care nu se realizează cu circuite cu un nivel.

Tipul 5—1

Avem (fig. 25)

$$y_i = \overline{x}_{i1} \ldots \overline{x}_{im_i}$$
$$w = y_1 \cup \ldots \cup y_n$$

deci

$$w = \bigcup_i \prod_j \overline{x}_{ij}$$
$$= \bigcup_i \bigcap_j x_{ij}$$

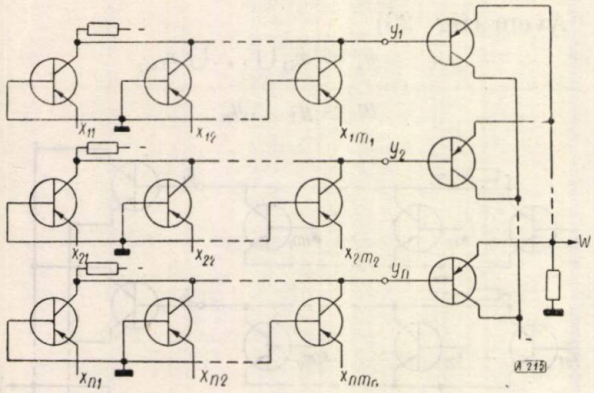


Fig. 24.

funcţie ce nu se realizează cu circuite cu un nivel.

Tipul 5—2

Avem (fig. 26)

$$y_i = x_{i1} \cup \ldots \cup x_{im_i}$$
$$w = y_1 \cup \ldots \cup y_n$$

deci

$$w = \bigcup_i \bigcup_j x_{ij}$$
$$= \bigcup_{ij} x_{ij}$$

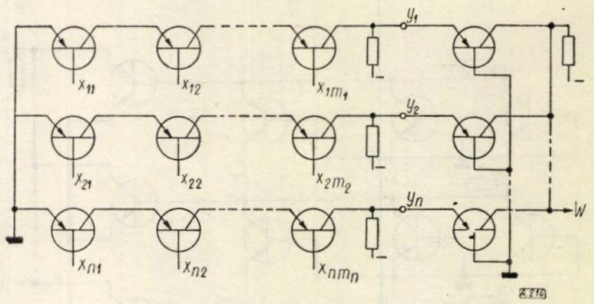


Fig. 25.

deci funcţia e realizabilă cu circuite cu un nivel.

Tipul 5—3

Avem (fig. 27)

$$y_i = \overline{x}_{i1} \cup \ldots \cup \overline{x}_{im_i}$$
$$w = y_1 \cup \ldots \cup y_n$$

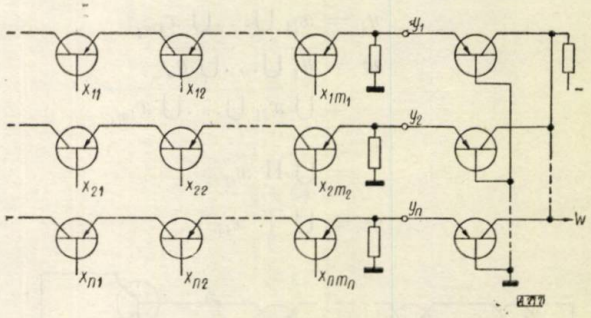


Fig. 26.

deci

$$w = \bigcup_i \bigcup_j \overline{x}_{ij}$$

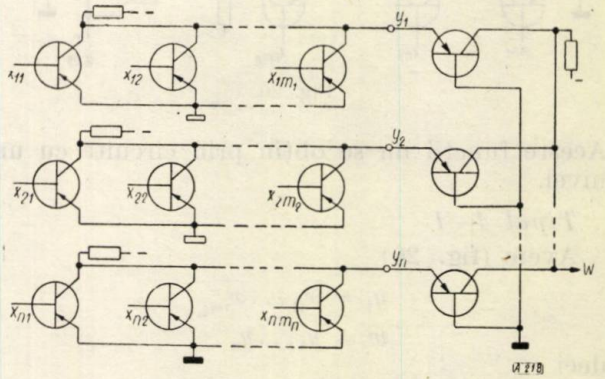


Fig. 27.

deci funcţia e realizabilă prin circuite cu un nivel.

Tipul 5—4

Avem (fig. 28)

$$y_i = x_i \ldots x_{im_i}$$

$$w = y_1 \cup \ldots \cup y_n$$

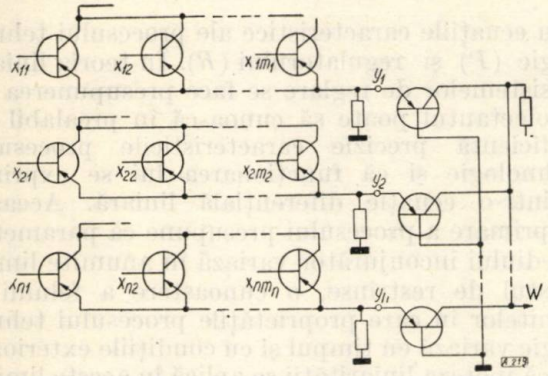


Fig. 28.

deci

$$w = \bigcup_i \prod_j x_{ij}$$

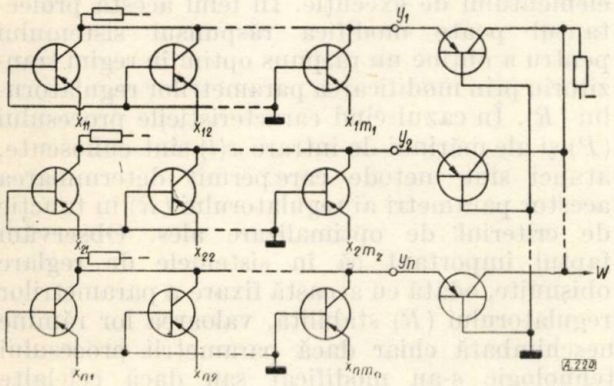


Fig. 29.

deci funcţia nu e realizabilă decît cu circuite cu două nivele.

Tipul 5—5

Avem (fig. 29)

$$y_i = x_{i1} \ldots x_{im_i}$$

$$w = y_1 \cup \ldots \cup y_n$$

deci

$$w = \bigcup_i \bigcup_j x_{ij} =$$

$$= \bigcup_{ij} x_{ij}$$

deci funcţia este realizabilă prin circuite cu un nivel.

Concluzii

Din examinarea celor 25 de circuite cu două niveluri am ajuns la următoarele concluzii:

— funcţia $\bigcup_i \prod_j x_{ij} = \bigsqcup_i \bigsqcup_j x_{ij}$ se realizează cu circuitele *2—4, 3—3, 5—4*;

— funcţia $\prod_i \bigcup_j x_{ij} = \bigsqcap_i \bigsqcap_j x_{ij}$ se realizează cu circuitele *1—1, 4—2, 4—5*;

— funcţia $\prod_i \bigsqcup_j x_{ij} = \bigsqcap_i \prod_j x_{ij}$ se realizează cu circuitele *1—4, 4—3*;

— funcţia $\bigcup_i \bigsqcap_j x_{ij}$ se realizează cu circuitele *2—1, 3—2, 3—5, 5—1.*

Circuitele *1—2, 1—3, 1—5, 2—2, 2—3, 2—5, 3—1, 3—4, 4—1, 4—4, 5—2, 5—3, 5—5* au funcţia de lucru ce se realizează şi prin circuite cu un nivel.

ILIE PAPADACHE *

Sisteme de reglare adaptive

CZ 621-503.5

Sub diferite denumiri: sisteme optimale, autooptimale, extremale, adaptive, autoadaptive, autonomice, autoorganizate, se publică în ultimul timp numeroase studii teoretice şi experimentale asupra unor sisteme automate de reglare cu posibilităţi mult mai largi decît sistemele convenţionale clasice. Ca o caracteristică generală, observăm că tehnicienii îşi propun ca prin aceste sisteme să realizeze conducerea proceselor tehnologice într-un mod analog cu felul în care ar face-o un operator deosebit de experimentat şi bine informat, atît asupra modificărilor în timp ale procesului, cît şi asupra scopului procesului tehnologic. La conferinţa Federaţiei internaţionale de automatică (IFAC) de la Moscova (iunie 1960) acest subiect a fost tratat în aproximativ 20% din totalul referatelor prezentate, reprezentînd cel mai mare număr de referate consacrat unui anumit subiect. În plus, la acest congres s-a luat hotărîrea ca pînă la viitorul congres general IFAC din 1963 să se organizeze simpozioane cu tematică mai limitată, şi anume cîte unul pentru sistemele adaptive şi sistemele automate finite. Semnalăm în plus că o considerabilă literatură asupra sistemelor adaptive a apărut în ultimii ani în revistele de specialitate sovietice [1], [2], [3].

În prezentarea care urmează expunem aspecte generale ale acestei probleme cu scopul dezvoltării de cercetări teoretice şi realizări practice de astfel de sisteme la noi în ţară.

Vom reaminti mai întîi unele caracteristici ale sistemelor de reglare liniare clasice. În fig. 1 s-a reprezentat un sistem simplu de acest fel în care (R) este regulatorul, (P) procesul tehnologic, x, y mărimile de intrare şi de ieşire variabile în timp, Y_R şi Y_P funcţiile de transfer ale regulatorului şi procesului tehnologic. Funcţionarea unui asemenea sistem poate fi repre-

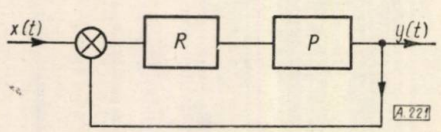


Fig. 1. Sistem de reglare automată clasic în circuit închis.

zentată printr-o ecuaţie diferenţială de forma:

$$a_n \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \ldots + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = x(t),$$

în care a_n, ..., a_0 sînt constante care se deduc din ecuaţiile caracteristice ale procesului tehnologic (P) şi regulatorului (R). În teoria liniară a sistemelor de reglare se face presupunerea că proiectantul poate să cunoască în prealabil cu suficientă precizie caracteristicile procesului tehnologic şi că funcţionarea lui se exprimă printr-o ecuaţie diferenţială liniară. Această exprimare a procesului presupune că parametrii mediului înconjurător variază în anumite limite destul de restrînse, o cunoaştere a felului şi limitelor în care proprietăţile procesului tehnologic variază cu timpul şi cu condiţiile exterioare şi că ipoteza liniarităţii se aplică în aceste limite. Cu această presupunere, coeficienţii a_n, ..., a_0 pot fi variaţi numai modificînd caracteristicile regulatorului (R) şi în oarecare măsură prin alegerea iniţială a traductorului de măsură şi a elementului de execuţie. În felul acesta proiectantul poate modifica răspunsul sistemului pentru a obţine un răspuns optim în regim tranzitoriu prin modificarea parametrilor regulatorului (R). În cazul cînd caracteristicile procesului (P) şi ale mărimii de intrare $x(t)$ sînt cunoscute, atunci sînt metode care permit determinarea acestor parametri ai regulatorului (R) în funcţie de criteriul de optimalizare ales. Observăm faptul important că în sistemele de reglare obişnuite, odată cu această fixare a parametrilor regulatorului (R) stabilită, valoarea lor rămîne neschimbată chiar dacă parametrii procesului tehnologic s-au modificat sau dacă celelalte condiţii la limită ale altor parametri precum şi ale mediului înconjurător nu au mai fost respectate. În felul acesta însă răspunsul sistemului se abate de asemenea de la valoarea stabilită. În numeroase cazuri din practică această restricţie nu prezintă totuşi o importanţă deosebită, ceea ce este confirmat de rezultatele satisfăcătoare obţinute cu sistemele de reglare de acest tip.

Dacă procesul tehnologic are variaţii care nu pot fi prevăzute, precum şi variaţii în caracteristicile materiei prime, dacă caracteristicile mediului înconjurător variază între limite mari cum este cazul în aeronautică sau în coloanele de distilare în aer liber, dacă spectrul de frecvenţă al mărimii de intrare variază sau dacă variază în limite mari alte perturbaţii, un sistem de reglare clasic, ca acel reprezentat în fig. 1 nu mai poate da satisfacţie. Sistemele concepute pentru a face faţă acestor situaţii le vom cuprinde sub termenul general de sisteme adaptive. Un asemenea sistem intră în definiţia dată de Ashby homeostatului său, şi anume „un sistem care îşi menţine proprietăţile sale fizice în anumite limite predeterminate". Defi-

* Ing. I. PAPADACHE este şef de secţie la Institutul de Cercetări Electrotehnice.

niția este însă prea generală pentru a fi valabilă în tehnică. Propunem definiția ce urmează, care este folosită cu mici variații de formulare de mulți autori [4], [5], [6].

Un sistem de reglare adaptiv are posibilitatea să compare performanțele sale cu acelea cerute

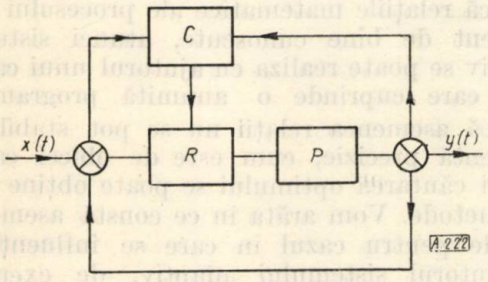


Fig. 2. Structura unui sistem adaptiv [5].

de un criteriu de performanță și să modifice în mod automat parametrii săi astfel încît să apropie performanțele sale de valorile cerute de acest „criteriu de performanță".

Este clar că un asemenea sistem este mult mai flexibil decît sistemele de reglare convenționale de tipul celui din fig. 1 și deci este susceptibil de o utilizare în cazuri în care se cere o reglare mai precisă.

Opinia generală este că asemenea sisteme adaptive reprezintă progresul cel mai important în automatizarea proceselor de producție și că eficiența lor economică va justifica introducerea lor pe scară mare în perioada ce urmează.

În fig. 2 se arată o structură posibilă simplă a unui sistem [2] în care se modifică cu ajutorul unui calculator (C) parametrii reglabili din regulatorul (R).

Ca o aplicație, vom indica în fig. 3 sistemul adaptiv comentat de J. Gibson într-un studiu recent [4] și care reprezintă dinamica unui avion pentru care proiectantul trebuie să construiască un calculator astfel încît să modifice parametrii α și β.

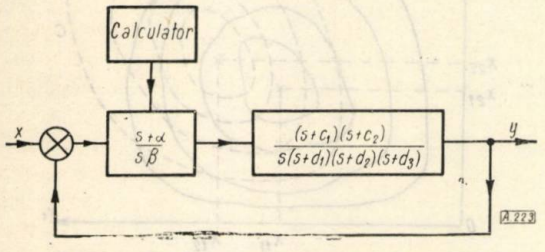


Fig. 3. Sistem adaptiv pentru dinamica unui avion [4].

Vom reveni mai tîrziu asupra criteriului de performanță care se aplică într-un asemenea caz. În fig. 4 se arată: curba *(a)*, răspunsul sistemului la nivelul mării pentru o mărime de intrare treaptă unitară cu α și β reglate după un optim; curba b, răspunsul sistemului la o înălțime de 1 500 m dacă parametrii α și β au fost menținuți aceiași ca la înălțimea aproximativă zero. La această înălțime parametrii procesului c_1, c_2, d_1, d_2, d_3 s-au modificat.

Dacă se face o nouă determinare optimă pentru α și β se obține curba c. Se vede că această optimalizare cu criteriul ales nu este tot atît de satisfăcătoare ca la nivelul mării. Criteriul de performanță ales în acest caz s-a considerat totuși satisfăcător.

Din exemplul și definiția dată mai sus rezultă că un sistem adaptiv cuprinde:

— stabilirea unui criteriu de performanță pentru sistemul automat și posibilitatea de a calcula continuu, sau la anumite intervale valorile care caracterizează un asemenea criteriu;

— posibilitatea de a măsura în timp util mărimile de intrare și ieșire și a le compara cu acelea care rezultă din criteriul de performanță;

— posibilitatea de a modifica parametrii sistemului ținînd seama de criteriul de performanță ales și de performanța reală.

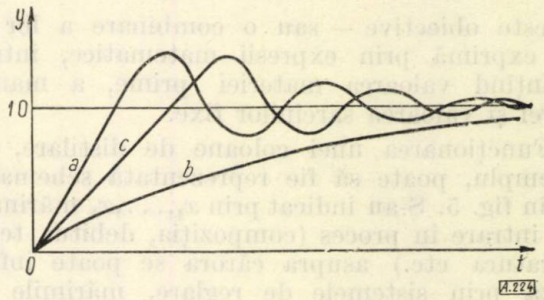


Fig. 4. Optimalizarea dinamicii unui avion [4].

Partea cea mai complexă în proiectarea unui sistem adaptiv este stabilirea criteriului de performanță [4], [6]. În unele cazuri simple acest criteriu poate consta în obținerea maximului sau minimului valorii unei mărimi care poate fi măsurată direct sau calculată direct. Un exemplu de acest fel îl constituie, pentru un avion zburînd la o anumită înălțime, obținerea unui maxim pentru raportul $\frac{\text{distanță}}{\text{combustibil}}$. În cazul dinamicii avionului din fig. 3 criteriul de performanță a fost obținerea minimului pentru expresia $I = \int (y-x)\, t\, dt$ [4].

În sistemele industriale, de cele mai multe ori criteriul de performanță este un număr care poate fi calculat după valorile mărimilor care sosesc în calculatorul din fig. 2 și care criteriu poate să nu aibă o semnificație fizică. Asemenea cazuri sînt mai dificil de studiat și de proiectat, între altele, și din cauza timpilor morți care apar în asemenea procese.

Formularea în practică a unui criteriu de performanță este legată de cercetări minuțioase asupra procesului tehnologic, complicate dese-

ori de faptul că tehnicienii din exploatare au puncte de vedere diferite asupra obiectivelor urmărite. Se poate totuşi afirma că obiectivele tipice sînt: producţie maximă sau calitatea producţiei sau un cost de producţie minim.

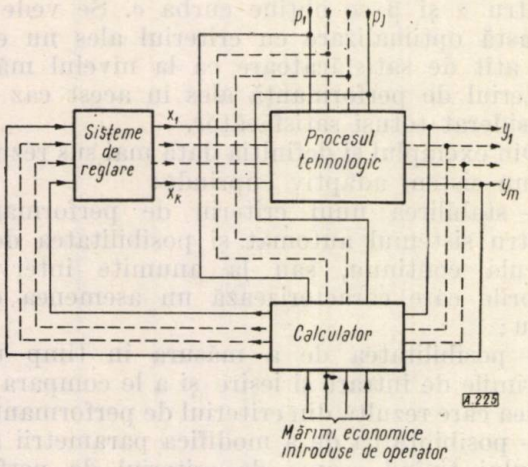


Fig. 5. Schema unui sistem adaptiv pentru un proces tehnologic complex.

Aceste obiective — sau o combinare a lor — se exprimă prin expresii matematice, întrebuinţînd valoarea materiei prime, a manoperei şi valoarea sarcinilor fixe.

Funcţionarea unei coloane de distilare, de exemplu, poate să fie reprezentată schematic ca în fig. 5. S-au indicat prin $x_1,\ldots,x_k$ mărimile de intrare în proces (compoziţia, debitul, temperatura etc.) asupra cărora se poate influenţa prin sistemele de reglare, mărimile de intrare în proces $p_1,\ldots,p_j$ care nu pot fi reglate, precum şi temperatura mediului, materia primă, combustibilul; prin $y_1,\ldots,y_m$ s-au indicat mărimile de ieşire din proces, ca debitele, compoziţia etc. Bineînţeles că mărimile de ieşire $y_1,\ldots,y_m$ sînt funcţie de mărimile de intrare $x_1,\ldots,x_k$ şi $p_1,\ldots,p_j$.

De obicei însă nu sînt importante, din punctul de vedere al conducerii globale a procesului, valorile individuale $y_1,\ldots,y_m$, ci o funcţie a lor care descrie performanţa sistemului în funcţie de mărimile y şi deci în funcţie de mărimile x şi p şi eventual de derivatele lor:

$$C = f\,(x, p).$$

Condiţiile necesare pentru a se obţine o funcţionare optimă sînt stabilite prin rezolvarea unor sisteme de ecuaţii de forma $\frac{\partial C}{\partial x} = 0$, la care se adaugă condiţiile la limită în funcţionare pentru mărimile y de ieşire ale procesului tehnologic.

Se poate, desigur, critica faptul că se caracterizează funcţionarea unui întreg proces industrial printr-un singur număr sau parametru C din relaţia de mai sus, dar o asemenea caracterizare este o parte intrinsecă a unui sistem adaptiv.

Deoarece mărimile p sînt necunoscute sau nereglabile, scopul sistemului adaptiv este să modifice variabilele $x_1,\ldots,x_k$ pentru a obţine un optim pentru C.

Dacă relaţiile matematice ale procesului sînt suficient de bine cunoscute, atunci sistemul adaptiv se poate realiza cu ajutorul unui calculator care cuprinde o anumită programare.

Dacă asemenea relaţii nu se pot stabili cu suficientă precizie, cum este de obicei cazul, atunci căutarea optimului se poate obţine prin alte metode. Vom arăta în ce constă asemenea metode pentru cazul în care se influenţează cu ajutorul sistemului adaptiv, de exemplu două din cele k mărimi de intrare x reglabile. Desigur că avem de-a face cu un proces reglat complet adaptabil numai dacă $k = 2$. Pentru asemenea cazuri s-au realizat sisteme adaptive de fabricaţie industrială.

Dacă mărimile nereglabile p rămîn neschimbate, atunci $C = f\,(x_1, x_2)$. Se obţin curbele de egală valoare pentru C din fig. 6 avînd variaţia, spre maxim sau minim a lui C, spre punctul (x_{11}, x_{21}), punct care caracterizează performanţa optimă a sistemului.

Modificările mărimilor de intrare necontrolabile p produc deplasarea curbelor C în direcţii întîmplătoare şi sarcina sistemului adaptiv este să găsească un nou punct de funcţionare optim (x_{12},x_{22}) cînd a apărut o modificare a mărimilor p.

Metodele de a realiza o asemenea reglare se bazează pe încercări succesive. Pentru aceasta se dau variaţii valorilor x_1 şi x_2 şi se măsoară modificarea care a apărut în C. Dacă această modificare se face în direcţia obţinerii unui rezultat mai bun, atunci variaţiile lui x_1 şi x_2

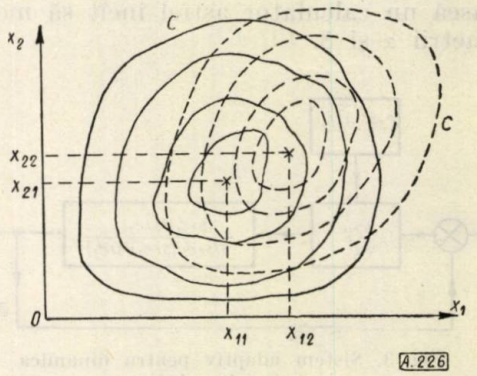


Fig. 6. Curbe de egală valoare pentru C [5].

sînt păstrate şi întrebuinţate ca un nou punct de plecare.

O realizare industrială de acest fel este arătată în fig. 7 în care (R_1) şi (R_2) sînt sistemele

de reglare ale căror mărimi de referinţă pot fi modificate prin acţiunea calculatorului astfel încît să se modifice mărimile de intrare x_1 şi x_2 în proces. Valoarea mărimii de ieşire x este de asemenea introdusă în calculator şi com-

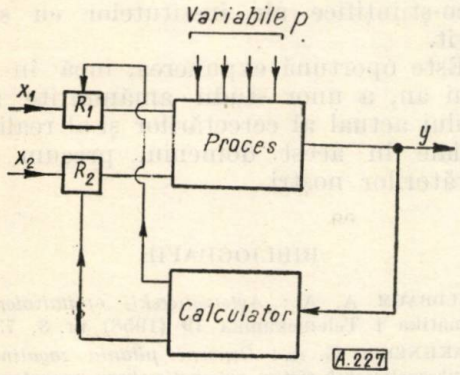


Fig. 7. Schema unui sistem adaptiv industrial pentru două mărimi de intrare în proces.

parată cu valoarea precedentă. La pornirea calculatorului se modifică mărimile x_1 şi x_2 şi se măsoară modificarea lui y. Pe baza acestei informaţii se procedează la o nouă modificare a lui x_1 şi x_2. Determinarea felului celui mai potrivit în care se fac aceste modificări succesive se face după o examinare amănunţită a procesului şi după experimentări cu mai multe soluţii.

Sistemul adaptiv din fig. 7 s-a aplicat la dehidrogenarea catalitică a etilbenzenului pentru a se produce stiren. În acest caz, mărimile x_1 şi x_2 sînt respectiv debitul de etilbenzen şi temperatura reactorului. Mărimea de ieşire y este un amestec de stiren, etilbenzen netransformat şi unele produse parazite. Ceea ce se cere a se optimaliza este raportul dintre stirenul produs şi etilbenzenul introdus. Felul în care a funcţionat

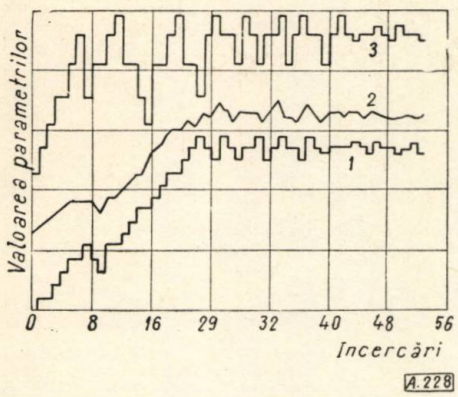


Fig. 8. Funcţionarea sistemului adaptiv din fig. 7 :
1 — temperatura reactorului ; *2* — debitul de ieşire ; *3* — debitul de alimentare.

sistemul se vede din fig. 8. După un număr destul de redus de modificări a adus procesul tehnologic în regimul optim.

Acest calculator a fost întrebuinţat pentru a se realiza un sistem adaptiv şi într-un proces tehnologic cu 3 mărimi de ieşire şi în care criteriul de performanţă este mult mai complex, scopul fiind obţinerea unui preţ de cost minim. Obţinerea unei funcţiuni de acest tip necesită experimentări laborioase înainte de a se putea introduce un sistem adaptiv de tipul celui de mai sus.

O altă realizare industrială de acest fel a fost făcută pentru 3 variabile x de intrare în proces.

Cu toate aceste realizări industriale, se cunoaşte destul de puţin metoda efectiv întrebuinţată după care sistemul adaptiv realizează paşii intermediari spre optimul căutat. Într-o lucrare recentă publicată de Feldbaum [1] se examinează diferite tehnici posibile în legătură cu minimalizarea funcţiunii $C=Ax_1^2+Bx_2^2$. Feldbaum realizează explorarea prin două metode (fig. 9) :

a) Calcularea mărimilor $\frac{\partial C}{\partial x_1}$ şi $\frac{\partial C}{\partial x_2}$ şi execu-

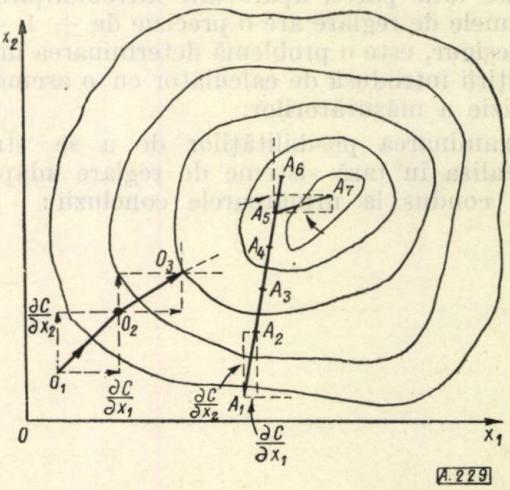


Fig. 9. Căutarea optimului pentru C [1].

tarea unui pas în direcţia gradientului, după care calculul este reluat (grupa $O_1 - O_2 - O_3$) etc.

b) Determinarea gradientului se face ca mai sus, dar explorarea se continuă în aceeaşi direcţie pînă cînd se obţine un maxim sau minim pentru C (grupa $A_1 - A_5$) şi apoi se reia calculul pentru o altă direcţie (grupa $A_5 - A_7$).

În ambele cazuri explorarea se opreşte dacă s-a ajuns la limitele impuse variabilelor reglabile ale sistemului.

Prima metodă este mai avantajoasă dacă procesul are loc în vecinătatea optimului de timp, cea de-a doua, atunci cînd se porneşte de la un punct A, departe de optim.

Au fost de asemenea publicate metodele întrebuințate în cercetările și echipamentul realizat de Laboratorul de automatică al Universității Swansea-Anglia, care sînt destul de apropiate de acelea ale lui Feldbaum, precum și unele metode aplicate în Franța [7].

După tendințele de pînă acum, este de așteptat că foarte curînd vor căpăta o răspîndire în industrie regulatoarele adaptive de volum mic, cu cost de investiție redus și care se vor putea recupera în 1—2 ani. Asemenea instalații trebuie să ne propunem să realizăm și în țara noastră.

O considerabilă dificultate în întrebuințarea oricărui criteriu de performanță apare din cauza existenței timpilor morți importanți, inerenți în numeroase procese industriale. Trebuie de asemenea să se menționeze dificultățile introduse în determinarea eficienței unui sistem adaptiv de către aparatele de măsură. Sistemele de reglare adaptive aduc o îmbunătățire a performanțelor deja ridicate, obținute prin sistemele de reglare clasice. Introducerea unui sistem adaptiv poate fi justificată dacă se obține o creștere a eficienței căutate cu 1—2%. Pe de altă parte, aparatura întrebuințată în sistemele de reglare are o precizie de ± 1—3% și, desigur, este o problemă determinarea îmbunătățirii introdusă de calculator cu o asemenea precizie a măsurătorilor.

Examinarea posibilităților de a se studia și realiza în țară sisteme de reglare adaptive ne-a condus la următoarele concluzii:

— Dezvoltarea industriei noastre în viitorul apropiat și performanțele care trebuie obținute justifică studierea și realizarea de sisteme adaptive în țara noastră.

— Studierea sistemelor adaptive trebuie introdusă în planurile de cercetări științifice și tehnico-științifice ale institutelor cu specific potrivit.

— Este oportună expunerea, încă în cursul acestui an, a unor studii amănunțite asupra stadiului actual al cercetărilor și al realizărilor mondiale în acest domeniu, precum și ale cercetătorilor noștri.

BIBLIOGRAFIE

[1] FELDBAUM A. A.: *Avtomaticeskii optimizator.* Avtomatika i Telemekanika **19** (1958) nr. 8, 731—743.

[2] IVAKHNEKPO G. A.: *Osnovni pitania zagalinoi teorii kiberneticeshih sistem avtomaticeskovo upravleniia* (ciast I, II, III) Avtomatika i Telemekanika (1958) nr. 3, 4; (1959) nr. 1.

[3] STAKOVSKII R. I.: *Druhkalinti avtomaticeskii optimizator.* Avtomatika i Telemekanika, **19** (1958) nr. 8 744—756.

[4] GIBBSON J.: *Making sense out of the adaptive principle.* Control Engineering **10** (1960) nr. 8.

[5] MACMILLAN R. H., REES N. W.: *Automatic control systems.* Process Control and Automation **7** (1960) nr. 11, 12.

[6] MERIAM W. C.: *Use of a mathematical error criterion in the design of adaptive control systems.* Trans AIEE (Aplications and Industry) (1960) nr. 1.

[7] AURICOSTE M.: *Optimisation des processus de fabrication grace aux calculateurs electroniques.* Electronique Industrielle (1961) nr. 40, 41.

ION SZEKELY *

Determinarea analitică a comportării dinamice a obiectelor industriale cu parametrii distribuiți

CZ 621—501.22:338.062.214.2

Atunci cînd se face o analiză a comportării dinamice a unui obiect al reglării, de multe ori se presupune că obiectul dat poate fi aproximat în mod acceptabil cu un element sau un lanț de elemente cu parametrii concentrați, adică perturbația se propagă instantaneu pe canalul pe care îl parcurge, acționînd la ieșire în același moment, sau aproape în același moment, în care se aplică la intrare.

O astfel de ipoteză, deși niciodată nu este reală, nu introduce în analiza sistemului o eroare importantă, atît timp cît durata de propagare a perturbației este mult mai mică decît constantele de timp ale obiectului analizat (de obicei 1—5% după caz). Astfel, într-o conductă de gaz, o perturbație a presiunii la o extremitate se propagă de-a lungul conductei cu o viteză egală cu cea a sunetului. Dacă această conductă are lungimea de cîteva zeci de metri și face parte integrantă dintr-un obiect industrial, care are constante de timp de ordinul zecilor sau sutelor de secunde, admiterea ipotezei că propagarea perturbării este instantanee introduce în calcule o eroare mai mică decît însăși precizia analizei. În cazul analizei vasului de amestec ca obiect al reglării greutății specifice a produsului final, ipoteza propagării instantanee a perturbării este admisibilă, întrucît omogenizarea conținutului vasului prin agitator se face în cîteva secunde, în timp ce constanta de timp a unor astfel de utilaje este cuprinsă între 300 și 1 000 s.

Situația se schimbă fundamental atunci cînd timpul de propagare a perturbațiilor are același ordin de mărime ca și constantele de timp ale obiectului. În aceste cazuri analiza obiectului trebuie să prindă și fenomenul propagării perturbației. Cea mai mare parte a obiectelor industriale aparține tocmai acestei categorii. Fenomenele de propagare și schimburile de căldură, fenomenele de difuzie, dizolvare etc. au o viteză relativ mică. La astfel de obiecte metoda bilanțului energetic nu poate fi aplicată întregului obiect, ci numai elementului său infinitezimal, ceea ce ne duce în final la sisteme de ecuații diferențiale cu derivate parțiale, ale căror condiții inițiale sînt exprimate prin ecuația cîmpului de repartiție a parametrului în regim staționar.

Ecuațiile dinamice ale obiectelor industriale cu parametrii distribuiți au fost obținute pentru un număr relativ restrîns de cazuri, nu atît datorită dificultăților de obținere a acestor ecuații, cît datorită dificultăților de rezolvare concretă a lor. Folosirea din ce în ce mai largă în ultimul timp a mașinilor de calcul învinge aceste din urmă dificultăți, pretinzînd în același timp ca material inițial tocmai aceste ecuații.

Se va analiza punerea în ecuație a cîtorva obiecte cu parametrii distribuiți. Cel mai simplu caz de obiect de acest fel poate fi exemplificat printr-un răcitor tubular cu aer, ca cel reprezentat în fig. 1.

Fluidul cald intră în răcitor cu temperatura θ_i și iese cu temperatura θ_e, în urma cedării unei părți din căldura sa aerului exterior, care joacă rol de agent răcitor cu temperatură constantă θ_{ext} prin peretele despărțitor.

Aplicarea bilanțului termic $\Sigma Q = Q_i - Q_p - Q_e = 0$ nu ne duce la rezultatul dorit, întrucît termenul Q_p (căldura cedată) nu poate fi determinat direct, depinzînd de repartiția temperaturilor de-a lungul răcitorului $\theta = \theta(x)$ care ne este necunoscută:

$$Q_p = \frac{K_T F_T}{L} \int_0^L [\theta(x) - \theta_{ext}]\, dx, \qquad (1)$$

în care:

L este lungimea totală a răcitorului;
x — coordonata curentă de-a lungul răcitorului;
K_T — coeficientul de termotransmisie;
F_T — suprafața de transmisie a căldurii.

În această situație, aplicăm bilanțul termic elementului de răcitor de lungime dx, acceptînd următoarele ipoteze simplificatoare:

— capacitatea calorică a peretelui este neglijabilă în raport cu capacitatea calorică a spațiului intertubular;

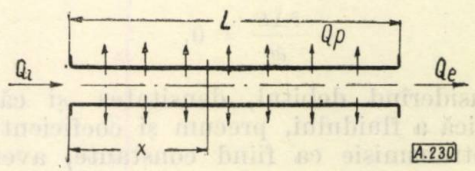


Fig. 1. Răcitor tubular cu aer.

— temperatura se propagă instantaneu în direcție transversală (planul perpendicular pe axa răcitorului este echipotențial);

— viteza de propagare a căldurii în direcție axială este neglijabilă în raport cu viteza de translație a fluidului în răcitor.

* Ing. I. SZEKELY este șeful atelierului de proiectare utomatizări IPROCHIM.

Bilanțul termic al elementului dx (fig. 2)

$$\Sigma Q = Q(x) - dQ_p - Q(x + dx) = 0, \quad (2)$$

unde :

$$Q(x) = Gc\,\theta(x)$$

$$Q(x+dx) = Gc\,\theta(x+dx) = Gc\left[\theta(x) + \frac{\partial\theta(x)}{\partial x}\,dx\right]$$

$$dQ_p = K_T \cdot 2\pi r dx\,[\theta(x) - \theta_{ext}] =$$

$$= K_L\,[\theta(x) - \theta_{ext}]\,dx\,,$$

în care :

$K_L = 2\pi r K_T$ este coeficientul de termotransmisie pe unitatea de lungime a răcitorului în kcal/m s°C ;

G — debitul de fluid ;

c — căldura specifică a fluidului.

Introducînd expresiile obținute în formula (2) obținem după simplificare :

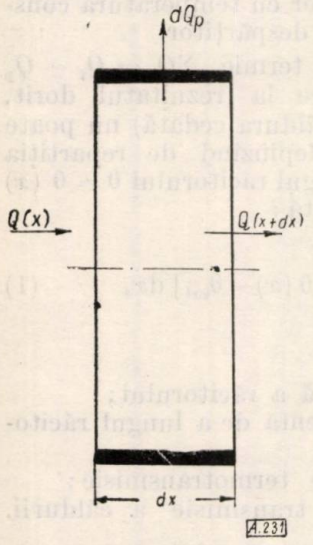


Fig. 2. Elementul infinitezimal al răcitorului tubular.

$$Gc\frac{\partial\theta(x)}{\partial x} + K_L[\theta(x) - \theta_{ext}] = 0. \quad (3)$$

Expresia (3) este ecuația diferențială statică a obiectului analizat. În regim tranzitoriu :

$$\Sigma Q = \Delta Q(x) + \Delta\,dQ_p - \Delta Q(x + dx) = \frac{\partial\Delta E}{\partial t},$$

unde E este energia calorică acumulată în porțiunea considerată a obiectului. Introducînd valorile obținute mai sus obținem :

$$\Delta\left[Gc\frac{\partial\theta(x,t)}{\partial x}\right]dx + \Delta\{K_L[\theta(x,t) - \theta_{ext}]\}\,dx + \frac{\partial\Delta E}{\partial t} = 0. \quad (4)$$

Considerînd debitul, densitatea și căldura specifică a fluidului, precum și coeficientul de termotransmisie ca fiind constante, avem :

$$\Delta\left(Gc\frac{\partial\theta(x,t)}{\partial x}\right)dx = Gc\,\frac{\partial\Delta\theta(x,t)}{\partial x}\,dx\,;$$

$$\Delta\{K_L[\theta(x,t) - \theta_{ext}]\}\,dx = K_L\,\Delta\theta(x,t)\,dx.$$

$$\frac{\partial\Delta E}{\partial t} = \sigma c\gamma\,\frac{\partial\Delta\theta(x,t)}{\partial t}\,dx,$$

în care :

σ este secțiunea interioară a răcitorului ;

γ — greutatea specifică a fluidului tehnologic.

Prin introducerea acestei expresii în formula (4) obținem :

$$\sigma c\gamma\,\frac{\partial\Delta\theta(x,t)}{\partial t} + Gc\,\frac{\partial\Delta\theta(x,t)}{\partial x} + K_L\,\Delta\theta(x,t) = 0\,. \quad (5)$$

Aplicînd transformarea Laplace și grupînd termenii :

$$\frac{d\,\overline{\Delta\theta(x)}}{dx} + \left(\frac{\sigma\gamma}{G}\,s + \frac{K_L}{Gc}\right)\overline{\Delta\theta(x)} = 0\,. \quad (6)$$

Expresia obținută este o ecuație diferențială în raport cu variabila x avînd soluția :

$$\overline{\Delta\theta(x)} = \overline{C}\,\exp\left[-\left(\frac{\sigma\gamma}{G}\,s + \frac{K_L}{Gc}\right)x\right].$$

Constanta $\overline{C}$ se determină din condiția inițială $\overline{\Delta\theta(0)} = \overline{\Delta\theta}_i$; de unde :

$$\overline{\Delta\theta(x)} = \overline{\Delta\theta}_i\,\exp\left[-\left(\frac{\sigma\gamma}{G}\,s + \frac{K_L}{Gc}\right)x\right]. \quad (7)$$

Dacă mărimea de ieșire se măsoară în punctul în care fluidul se evacuează din răcitor, așa cum se face de obicei, avem : $\overline{\Delta\theta}_e = \overline{\Delta\theta(L)}$ și deci :

$$\overline{\Delta\theta}_e = \overline{\Delta\theta}_i\,\exp\left[-\left(\frac{\sigma\gamma L}{G}\,s + \frac{K_L L}{Gc}\right)\right] =$$

$$= \overline{\Delta\theta}_i\,\exp\left(-\frac{\sigma\gamma L}{G}\,s\right)\cdot\exp\left(-\frac{K_L L}{Gc}\right).$$

Mărimea $\sigma\gamma L/G$, după cum este ușor de observat, este timpul în care fluidul parcurge răcitorul de la o extremitate la cealaltă și o vom nota cu τ. Cea de-a doua exponențială este o valoare constantă pentru un răcitor dat și reprezintă atenuarea mărimii de ieșire în raport cu mărimea de intrare, adică este coeficientul de transfer K al răcitorului. În consecință :

$$\overline{\Delta\theta}_e = K\,\overline{\Delta\theta}_i\,\exp(-\tau s). \quad (8)$$

Funcția de transfer a obiectului analizat va fi :

$$Y(s) = K\,\exp(-\tau s). \quad (9)$$

După cît se vede, expresia obținută pentru funcția de transfer este echivalentă cu înserierea a două elemente, unul dintre elemente fiind proporțional $Y_1(s) = K$, iar celălalt de întîrziere pură, $Y_2(s) = \exp(-\tau s)$ (fig. 3).

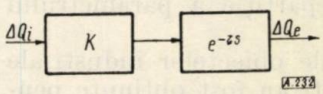


Fig. 3. Schema structurală echivalentă a răcitorului tubular.

În cazul particular în care ţeava prin care curge fluidul este termoizolată, coeficientul de termotransmisie devine nul şi prin urmare: $K = \exp\left(-\frac{K_L L}{Gc}\right) = e^{\circ} = 1$, iar funcţia de transfer se echivalează cu un element de întîrziere pură: $Y(s) = e^{-\tau s}$. Acesta este cazul conductelor tehnologice termoizolate, în care perturbaţia se propagă nedeformată, însă cu întîrziere.

Se va analiza acelaşi răcitor tubular, în cazul în care capacitatea calorică a peretelui este comparabilă cu capacitatea calorică a spaţiului intertubular, astfel că prima ipoteză simplificatoare a cazului precedent ar duce la erori inadmisibile.

Procedînd în mod analog cazului precedent, se va stabili bilanţul termic al unei porţiuni curente dx a răcitorului (fig. 4). După cum se vede, porţiunea este formată din două elemente: spaţiul intertubular şi tubul propriu-zis; în consecinţă urmează a se stabili ecuaţia diferenţială dinamică pentru fiecare dintre aceste elemente în mod separat.

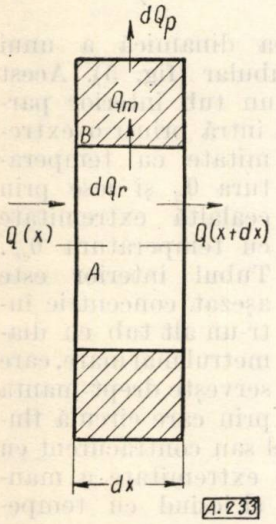


Fig. 4. Elementul infinitezimal al răcitorului tubular cu pereţi groşi:
A — spaţiul tubular; B — tubul.

După cum se vede din fig. 4, elementele bilanţului termic al spaţiului intertubular sînt similare cu cele ale cazului precedent, cu următoarele deosebiri:

— schimbul de căldură se efectuează între fluid şi perete, astfel că, în loc de coeficientul de termotransmisie total K_T respectiv K_L, intervine coeficientul parţial de termotransmisie α_{1T}, respectiv α_{1L};

— în locul temperaturii exterioare $\theta_{ext} =$ const. avem temperatura medie a peretelui θ_m, care este funcţie de x, astfel că variaţia sa nu dispare în ecuaţia diferenţială.

Ţinînd seamă de cele de mai sus este uşor de verificat valabilitatea ecuaţiei (5) şi în acest caz, sub forma:

$$\sigma c \gamma \frac{\partial \Delta\theta(x,t)}{\partial t} + Gc \frac{\partial \theta(x,t)}{\partial x} + \alpha_{1L} \Delta\theta(x,t) = \alpha_{1L} \Delta\theta_m(x,t). \quad (10)$$

Ecuaţia diferenţială a tubului o vom stabili în următoarele ipoteze simplificatoare:

— viteza de propagare a căldurii în direcţie axială în perete este neglijabilă în raport cu viteza agentului termic;

— propagarea căldurii în direcţie radială este instantanee.

Bilanţul termic al porţiunii de perete va fi:

$$\Sigma Q = dQ_T - dQ_p = 0,$$

$$dQ_T = \alpha_{1T} 2\pi r_1 dx [\theta(x) - \theta_m(x)] = \alpha_{1L} [\theta(x) - \theta_m(x)] dx,$$

$$dQ_p = \alpha_{2T} 2\pi r_2 dx [\theta_m(x) - \theta_{ext}] = \alpha_{2L} [\theta_m(x) - \theta_{ext}] dx,$$

în care:

Q_T este căldura primită de perete de la agentul termic;

Q_p — căldura pierdută de perete în spaţiul exterior;

α_{1T} — coeficientul parţial de termotransmisie între agentul termic şi perete;

α_{2T} — coeficientul parţial de termotransmisie între perete şi exterior;

r_1 şi r_2 — raza interioară, respectiv exterioară, a tubului *.

În regim tranzitoriu avem:

$$\Delta dQ_T - \Delta dQ_p = \frac{\partial \Delta E}{\partial t}, \quad (11)$$

unde:

$$\Delta dQ_T = \alpha_{1L} \Delta\theta(x,t) dx - \alpha_{1L} \Delta\theta_m(x,t) dx$$

$$\Delta dQ_p = \alpha_{2L} \Delta\theta_m(x,t) dx$$

$$\frac{\partial \Delta E}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial t} \{\Delta [\sigma_p c_p \gamma_p \theta_m(x,t) dx]\} = \sigma_p c_p \gamma_p \frac{\partial \Delta\theta_m(x,t)}{\partial t} dx,$$

în care σ_p, c_p, γ_p sînt respectiv secţiunea, căldura specifică şi greutatea specifică a peretelui tubului. Introducînd expresiile obţinute în bilanţul dinamic (11) obţinem în final:

$$\sigma_p c_p \gamma_p \frac{\partial \Delta\theta_m(x,t)}{\partial t} + (\alpha_{1L} + \alpha_{2L}) \Delta\theta_m(x,t) = \alpha_{1L} \Delta\theta(x,t). \quad (12)$$

Sistemul de ecuaţii (10) şi (12), care caracterizează comportarea dinamică a obiectului analizat, a fost obţinut de către Farrington [1], pentru cazul particular în care pierderile în mediul exterior sînt neglijabile (sistem termoizolat, $\alpha_{2T} = 0$).

---

* În cazul în care $r_2/r_1 < 2$, ceea ce se îndeplineşte aproape totdeauna, se poate lua o rază medie:

$r_m = \frac{r_1 + r_2}{2}$ pentru ambele suprafeţe ale peretelui

Prin transformări elementare, se pune sistemul (10) şi (12) sub forma:

$$\frac{\partial \Delta\theta(x,t)}{\partial x} + \tau_0 \frac{\partial \Delta\theta(x,t)}{\partial t} + \nu_0[\Delta\theta(x,t) - \Delta\theta_m(x,t)] = 0 \quad (10')$$

$$T\frac{\partial \Delta\theta_m(x,t)}{\partial t} + \Delta\theta_m(x,t) = \alpha_0 \Delta\theta(x,t) \quad (12')$$

unde:

$$\tau_0 = \frac{\sigma\gamma}{G}; \quad \nu_0 = \frac{\alpha_{1L}}{Gc}; \quad T = \frac{\sigma_p c_p \gamma_p}{\alpha_{1L} + \alpha_{1L}};$$

$$\alpha_0 = \frac{\alpha_{1L}}{\alpha_{1L} + \alpha_{2L}}.$$

Aplicînd transformarea Laplace obţinem:

$$\frac{d\,\overline{\Delta\theta(x)}}{dx} + (\tau_0 s + \nu_0)\,\overline{\Delta\theta(x)} - \nu_0 \cdot \overline{\Delta\theta_m(x)} = 0, \quad (13)$$

$$(Ts + 1)\,\overline{\Delta\theta_m(x)} = \alpha_0 \overline{\Delta\theta(x)}. \quad (14)$$

Eliminînd $\overline{\Delta\theta_m(x)}$ din sistemul format din ecuaţiile (13) şi (14) avem:

$$\frac{d\,\Delta\theta(x)}{dx} + \left(\tau_0 s + \nu_0 - \frac{\nu_0 \alpha_0}{Ts+1}\right)\overline{\Delta\theta(x)} = 0. \quad (15)$$

Soluţia ecuaţiei (15) în raport cu variabila x este:

$$\overline{\Delta\theta(x)} = \overline{C} \exp\left[-\left(\tau_0 s + \nu_0 - \frac{\nu_0 \alpha_0}{Ts+1}\right)x\right] \quad (16)$$

Valoarea constantei se poate obţine din condiţia la limită:

$$\overline{\Delta\theta(x)}_{x=0} = \overline{\Delta\theta}_i, \quad \text{deci} \quad \overline{C} = \overline{\Delta\theta}_i. \quad (17)$$

Temperatura de ieşire a sistemului $\overline{\Delta\theta}_e$ se poate găsi punînd în ecuaţia (16) condiţia $x = l$:

$$\overline{\Delta\theta}_e = \overline{\Delta\theta}_i \exp\left[-\left(\tau_0 s + \nu_0 - \frac{\nu_0 \alpha_0}{Ts+1}\right)l\right]. \quad (18)$$

Ţinînd seama de faptul că $\tau_0 l = \sigma\gamma l/G = \tau$ este durata în care perturbaţia parcurge distanţa de la intrare la ieşire, adică întîrzierea pură, expresia (18) poate fi pusă sub forma:

$$\overline{\Delta\theta}_e = \overline{\Delta\theta}_i \exp(-\tau s) \cdot \exp\left[-\nu\left(1 - \frac{\alpha_0}{Ts+1}\right)\right] \quad (19)$$

unde $\nu = \nu_0 l$.

Funcţia de transfer a sistemului va fi:

$$Y(s) = \exp(-\tau s) \cdot \exp\left[-\nu\left(1 - \frac{\alpha_0}{Ts+1}\right)\right] \quad (20)$$

Răspunsul la frecvenţă este în acest caz:

$$Y(j\omega) = \exp(-j\tau\omega) \cdot \exp\left[-\nu\left(1 - \frac{\alpha_0}{jT\omega + 1}\right)\right].$$

Observăm că:

$$\frac{\alpha_0}{1 + jT\omega} = \frac{\alpha_0(1 - jT\omega)}{1 + T^2\omega^2} = \frac{\alpha_0}{1 + T^2\omega^2} - j\frac{\alpha_0 T\omega}{1 + T^2\omega^2}$$

şi obţinem în final răspunsul la frecvenţă în forma exponenţială:

$$Y(j\omega) = \exp\left[-\nu\left(1 - \frac{\alpha_0}{1 + T^2\omega^2}\right)\right] \cdot \exp\left[-j\left(\tau\omega + \frac{\alpha_0 T\omega}{1 + T^2\omega^2}\right)\right] \quad (21)$$

Caracteristica atenuare-frecvenţă şi fază-frecvenţă va fi:

$$A(\omega) = \exp\left[-\nu\left(1 - \frac{\alpha_0}{1 + T^2\omega^2}\right)\right];$$

$$\varphi(\omega) = -\left(\tau\omega + \frac{\nu\alpha_0 T\omega}{1 + T^2\omega^2}\right). \quad (22)$$

Să analizăm comportarea dinamică a unui schimbător de căldură tubular (fig. 5). Acest obiect este format dintr-un tub interior parcurs de fluidul cald, care intră printr-o extremitate cu temperatura θ_{ci} şi iese prin cealaltă extremitate cu temperatura θ_{ce}. Tubul interior este aşezat concentric într-un alt tub cu diametrul mai mare, care serveşte drept manta prin care circulă fluidul rece în curent paralel sau contracurent cu fluidul cald, intrînd la o extremitate a mantalei cu temperatura θ_{ri} şi ieşind cu temperatura θ_{re}.

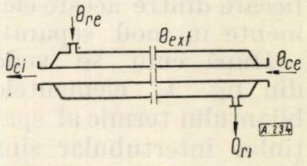


Fig. 5. Schimbător de căldură tubular (de tip ţeavă în ţeavă).

Ca obiect al reglării, schimbătorul de căldură (dacă nu are izolaţie termică) este format din patru elemente: spaţiul intratubular (A), tubul interior (B), spaţiul intertubular (C) şi peretele exterior (D).

Pentru stabilirea sistemului de ecuaţii diferenţiale care caracterizează comportarea dinamică, vom examina, ca şi în cazurile precedente, o porţiune infinitezimală dx a schimbătorului de căldură (fig. 6).

Este uşor de observat că bilanţul termic al spaţiului intratubular (A) este identic cu cel al cazului precedent, astfel că ecuaţia (10) rămîne valabilă şi în cazul schimbătorului de căldură:

$$\tau_{c0}\frac{\partial \Delta\theta_c(x,t)}{\partial t} + \frac{\partial \Delta\theta_c(x,t)}{\partial x} + \nu_{c0}[\Delta\theta_c(x,t) - \Delta\theta_{m1}(x,t)] = 0 \quad (23)$$

în care coeficienţii au următoarea semnificaţie:

$$\tau_{c0} = \sigma_c\gamma_c/G; \quad \nu_{c0} = \alpha_{1L}/G_c C_c,$$

unde :

σ_c este secţiunea spaţiului intratubular ;
γ_c — greutatea specifică a fluidului cald ;
G_c — debitul de fluid cald ;
α_{1L} — coeficientul parţial de termotransmisie dintre fluidul cald şi peretele interior al tubului interior pe unitatea de lungime ;
C_c — căldura specifică a fluidului cald ;
θ_c — temperatura curentă a fluidului cald ;
θ_{m1} — temperatura medie curentă a tubului interior.

Bilanţul termic al tubului interior (B) este de asemenea similar cu bilanţul termic al tubului din cazul precedent, cu singura deosebire că temperatura mediului din afara tubului nu mai este $\theta_{ext} = \text{const.}$ ci este de asemenea variabilă $\theta_r = \theta_r(x,t)$ (θ_r este temperatura curentă a fluidului rece) ; în consecinţă $\Delta\theta_r \neq 0$ şi se introduce în ecuaţia (12) cu semn negativ :

$$\Delta \mathrm{d}Q_{T2} = \alpha_{2L}[\Delta\theta_{m1}(x,t) - \Delta\theta_r(x,t)]\,\mathrm{d}x ;$$

deci :

$$\sigma_1 c_1 \gamma_1 \frac{\partial \Delta\theta_{m1}(x,t)}{\partial t} - \alpha_{1L}[\Delta\theta_c(x,t) - \Delta\theta_{m1}(x,t)] + \alpha_{2L}[\Delta\theta_{m1}(x,t) - \Delta\theta_r(x,t)] = 0, \quad (24)$$

în care :

σ_1 este secţiunea tubului interior ;
c_1 — căldura specifică a tubului interior ;
γ_1 — greutatea specifică a materialului din care este executat tubul interior ;
α_{2L} — coeficientul parţial de termotransmisie dintre peretele exterior al tubului interior şi fluidul rece, pe unitatea de lungime ;
θ_r — temperatura curentă a fluidului rece.

În ceea ce priveşte spaţiul intertubular (C), după cum se vede în fig. 6, bilanţul său termic se compune din patru debite termice. Debitele Q_r purtate de fluidul rece s-au considerat atît pentru curent paralel (direcţia indicată prin săgeţile orizontale fără paranteze) cît şi pentru contracurent (direcţia indicată prin săgeţile în paranteze).

Bilanţul dinamic al elementului analizat este :

$$\pm \Delta Q_r(x,t) \pm \Delta Q_r(x + \mathrm{d}x,t) + \Delta \mathrm{d}Q_{T2}(x,t) - \Delta \mathrm{d}Q_{T3}(x,t) = \frac{\partial \Delta E}{\partial t} \quad (25)$$

având următoarele expresii pentru creşteri :

$$\Delta Q_r(x,t) = G_r c_r \Delta\theta_r(x,t)$$

$$\Delta Q_r(x + \mathrm{d}x,t) = G_r c_r \left[\Delta\theta_r(x,t) + \frac{\partial \Delta\theta_r(x,t)}{\partial x}\mathrm{d}x\right]$$

$$\Delta \mathrm{d}Q_{T2}(x,t) = \alpha_{2L}\,\mathrm{d}x\,[\Delta\theta_{m_1}(x,t) - \Delta\theta_r(x,t)]$$

$$\Delta \mathrm{d}Q_{T3}(x,t) = \alpha_{3L}\,\mathrm{d}x\,[\Delta\theta_r(x,t) - \Delta\theta_{m2}(x,t)].$$

Introducînd aceste expresii în bilanţul dinamic (25) obţinem după operaţii elementare :

$$\tau_{r0} \frac{\partial \Delta\theta_r(x,t)}{\partial t} \pm \frac{\partial \Delta\theta_r(x,t)}{\partial x} - \nu_{20}[\Delta\theta_{m_1}(x,t) - \Delta\theta_r(x,t) + \nu_{30}[\Delta\theta_r(x,t) - \Delta\theta_{m2}(x,t)] = 0, \quad (26)$$

în care :

$$\tau_{r0} = \sigma_r \gamma_r / G_r ; \quad \nu_{20} = \alpha_{2L}/G_r c_r ; \quad \nu_{30} = \alpha_{3L}/G_r c_r$$

unde :

σ_r este secţiunea spaţiului intertubular ;
γ_r — greutatea specifică a fluidului rece ;
G_r — debitul de fluid rece ;
c_r — căldura specifică a fluidului rece ;
α_{3L} — coeficientul parţial de termotransmisie dintre fluidul rece şi peretele interior al tubului exterior ;
θ_{m2} — temperatura medie curentă a tubului exterior.

Bilanţul termic al tubului exterior (D) este identic cu bilanţul termic al tubului răcitorului din cazul precedent, astfel că formula (12) poate fi aplicată şi în cazul analizat :

$$\sigma_2 c_2 \gamma_2 \frac{\partial \Delta\theta_{m2}(x,t)}{\partial t} + (\alpha_{3L} + \alpha_{4L})\Delta\theta_{m2}(x,t) - \alpha_{3L}\Delta\theta_r(x,t) = 0, \quad (27)$$

unde σ_2, c_2, γ_2, α_{4L} au acelaşi sens fizic ca în formula (12). În cazul în care schimbătorul de căldură este prevăzut cu o termoizolaţie a cărei capacitate termică este importantă, sistemul de ecuaţii

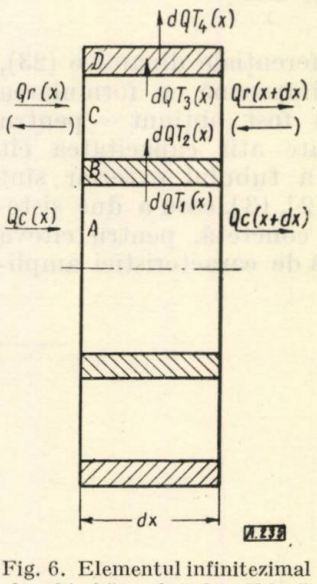


Fig. 6. Elementul infinitezimal al schimbătorului de căldură tubular :
A — spaţiul intertubular ; B — tubul interior ; C — spaţiul intertubular ; D — tubul exterior (mantaua).

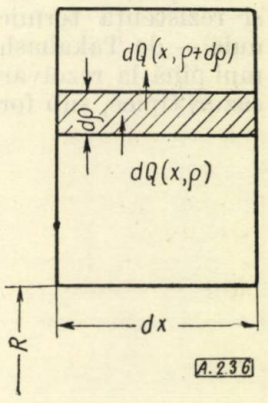


Fig. 7. Elementul infinitezimal al termoizolaţiei.

diferenţiale (13), (24), (26), (27), trebuie completat cu o a cincea ecuaţie diferenţială care reflectă comportarea dinamică a termoizolaţiei. Pentru termoizolaţie, ipoteza simplifica-

toare admisă la analiza tubului metalic asupra propagării instantanee a temperaturii în direcţie radială, nu mai este admisibilă, ci trebuie să cuprindă în analiză şi cîmpul de repartiţie a temperaturii în direcţie radială. În acest scop, vom stabili bilanţul termic al elementului $dx.\ d\rho$. După cum se vede în fig. 7, termenii bilanţului termic sînt $dQ(x,\rho)$ şi $dQ\ (x,\ \rho+d\rho)$, astfel că bilanţul dinamic este :

$$\Delta dQ\ (x,\rho,t) - \Delta\ dQ(x,\rho + d\rho, t) = \frac{\partial \Delta E}{\partial t}$$

unde ρ este coordonata curentă în direcţie radială. În baza legii lui Biot-Fourier:

$$\Delta\ dQ\ (x,\ \rho,t) = -\lambda \frac{\partial \Delta\theta_i\ (x,\rho,t)}{\partial \rho}\ \varphi\ dx$$

$$\Delta dQ(x,\rho+d\rho,t) = -\lambda\left[\frac{\partial \Delta\theta_i\ (x,\rho,t)}{\partial \rho} + \right.$$

$$\left. + \frac{\partial^2 \Delta\theta_i\ (x,\rho,t)}{\partial \rho^2}\ d\rho\right]\varphi dx$$

$$\frac{\partial \Delta E}{\partial t} = c_i\ \gamma_i\ \varphi\ d\rho\ dx\ \frac{\partial \Delta\theta_i\ (x,\ \rho,\ t)}{\partial t}.$$

Introducînd aceste expresii în bilanţul dinamic, obţinem după operaţii elementare :

$$\frac{\partial^2 \Delta\theta_i\ (x,\rho,t)}{\partial \rho^2} - \mu_0 \frac{\partial \Delta\theta_i\ (x,\ \rho,\ t)}{\partial t} = 0, \qquad (28)$$

unde s-a notat :

$$\mu_0 = \frac{C_i \gamma_i}{\lambda}.$$

Sistemul de ecuaţii diferenţiale dinamice (23), (24), (26), (27), (28), împreună cu formularea condiţiilor la limită, a fost obţinut — pentru cazul particular în care atît capacitatea cît şi rezistenţa termică a tubului exterior sînt nule — de Takahashi [2], [3], care a dus sistemul pînă la rezolvarea concretă, pentru cîteva cazuri tipice, sub formă de caracteristici amplitudine-fază, iar Rizika [4] a obţinut funcţiile de răspuns la impuls în treaptă.

După cum se vede, în sistemul de ecuaţii (23—28) figurează ca variabile numai temperaturile, astfel că ele ne permit stabilirea comportării dinamice a schimbătorului de căldură numai pe canalele : temperatură intrare fluid, cald sau rece — temperatură ieşire a acelui fluid a cărui temperatură trebuie reglată. Desigur că perturbările temperaturilor de intrare sînt curente, dar mai tipice în condiţii reale sînt perturbările debitelor de fluid. Pe de altă parte, modul de reglare cel mai uzual al temperaturii fluidului tehnologic este cel care foloseşte ca parametru regulator debitul de agent termic, astfel că principalul canal de reglare este : debit-agent termic-temperatură de ieşire fluid tehnologic. Din aceste motive, o analiză completă a dinamicii schimbătoarelor de căldură pretinde şi ecuaţiile comportării dinamice care includ ca variabile de intrare debitele de fluid. Intrucît acest articol are ca obiectiv exemplificarea obţinerii ecuaţiilor diferenţiale care caracterizează comportarea dinamică a obiectelor industriale cu parametrii distribuiţi şi nu analiza dinamică a schimbătoarelor de căldură, considerăm acest obiectiv atins, fără a mai deduce ecuaţiile diferenţiale cuprinzînd abaterile de debit.

BIBLIOGRAFIE

[1] FARRINGTON G. H. : *Fundamentals of Automatic Control.* Chapman Hall, London 1951.

[2] TAKAHASHI Y. : *Analiz peredatocinih funkţii profesov teploobmena.* Culegerea materialelor conferinţei de la Cranfield din 1951, 230—241. Editura pentru literatura străină, Moscova 1954.

[3] TAKAHASHI Y. : *Transfer Function Analysis of Heat Exchange Processes.* „Automatic and Manual Control" Academic Press, N. Y. 1952, 235—248.

[4] RIZIKA J. W. : Trans. ASME **76** (1954), 411—420.

[5] MIHEEV M. A. : *Osnovî teploperedacii.* Gosenergoizdat, Moscova 1949.

CONSTANTIN ILIE

Automatizarea cuptoarelor de topit sticla în fabricile de geamuri

CZ 621–52 : 666.1.031.2/.6 : 666.15

În ţara noastră sînt condiţii deosebit de avantajoase pentru fabricarea sticlei, datorită rezervelor mari de combustibil şi materii prime, de cea mai bună calitate (sodă practic fără impurităţi, nisip de cuarţ de calităţi diferite, de la nisipul de cuarţ industrial pînă la cel de cea mai bună calitate, comparabil cu nisipul german etc.) Aceste condiţii favorabile au făcut ca industria sticlei să ajungă la acea dezvoltare la care introducerea automatizării să devină obligatorie.

Prin automatizare se urmăresc mai multe obiective de detaliu cuprinse în descrierile ce urmează, care duc la ridicarea nivelului tehnic al instalaţiilor şi la îmbunătăţirea eficienţei economice prin reducerea preţului de cost al produselor. Factorii principali care influenţează favorabil sînt următorii :

— folosirea materiilor prime cît mai complet şi cît mai raţional ;

— obţinerea cu acelaşi efort economic şi chiar mai mic a unor produse de mai bună calitate ;

— mărirea producţiei specifice pe utilaje echivalent cu o producţie suplimentară la acelaşi efort de investiţii ;

— prelungirea duratei de funcţionare între două reparaţii capitale ale utilajelor (cuptoarelor) prin păstrarea lor în condiţii constante de lucru, adică în condiţii de uzură minimă ;

— obţinerea condiţiilor de lucru mai bune pentru personalul de exploatare care nu mai are de efectuat operaţii şi supraveghere în locuri cu praf sau temperaturi ridicate. Asupra unora din cele de mai sus se va reveni la capitolul eficacităţii economice.

În cele ce urmează se va trata automatizarea cuptoarelor de topit sticlă ale unei fabrici de geamuri, în lumina soluţiilor propuse în proiecte cu acest specific, de curînd întocmite.

Geamurile (plăcile) de sticlă se fabrică astăzi în topitorii cu funcţionare continuă. Cuptoarele au de obicei o capacitate de cca. 200 tone sticlă topită.

Construcţia cuptorului, din cauza producţiilor mari şi a parametrilor de calitate ridicaţi impuşi sticlei, necesită o deosebită grijă în alegerea materialului refractar şi a metodelor de încălzire.

Tipurile de cuptoare întîlnite în topitoriile de sticlă sînt diferite. Cele mai utilizate sînt cuptoarele de productivitate mare de tip vană prevăzute cu camere recuperatoare de căldură.

Aerul, preîncălzit succesiv în recuperatoarele din dreapta (stînga), alimentează arzătoarele din aceeaşi parte a cuptorului, iar gazele arse sînt evacuate prin partea opusă prin celelalte recuperatoare, încălzindu-le. Cînd recuperatoarele din dreapta (stînga) s-au răcit se inversează circuitul de aer şi rolul recuperatoarelor.

În figura 1 este reprezentat un cuptor vană cu nouă maşini de tras.

Materia primă este introdusă în cuptor prin două sau trei orificii cu ajutorul alimentatoarelor mecanice (*14*). Ea parcurge cuptorul trecînd prin diferite zone de temperatură (curba de temperatură din fig. 1) în flux continuu către maşinile de tras. Masa topită din zona de topire cu cea mai mare temperatură trece printr-un canal comunicant de fund (*7*) în bazinul de liniştire (afînare), apoi în zona de lucru (*8*) (*9*) (*10*) (*11*), unde prin nouă canale se alimentează maşinile de tras (*13*).

Cuptorul este construit în aşa fel încît pierderea de căldură în drumul parcurs de sticlă din zona de topit şi pînă la punctul de tras (duza maşinii) să corespundă temperaturii optime de prelucrare a sticlei, care este de cca. 1 000 °C. Totuşi, datorită diferenţelor de temperatură ale mediului exterior şi gurilor de vizare, care nu întotdeauna sînt astupate, este necesară o corecţie a temperaturii şi în zona de lucru. Această corecţie se realizează cu ajutorul injectoarelor cu funcţionare intermitentă după necesitate.

Sticla este trasă continuu de maşină, calibrarea fiindu-i dată de viteza maşinii şi de piesa de şamotă numită duză (fig. 2) care pluteşte pe masa de sticlă sub maşina de tras.

Un deranjament termic în fluxul de tragere, oscilaţii de temperatură, oscilaţii ale nivelului sticlei etc. acţionează nefavorabil asupra calităţii sticlei.

Tendinţa de a ridica producţia, calitatea şi cantitatea a dus la necesitatea supravegherii multor procese în cuptor. Temperatura în cuptor şi mai ales în trăgător trebuie să fie menţinută constantă.

Temperatura depinde de cantitatea de combustibil şi de arderea completă a acestuia în cuptor.

Reglarea presiunii în cuptor şi aparatele de control sînt absolut necesare.

Un releu de timp sau temperatura gazelor arse la ieşirea din recuperatoare comandă schimbarea circuitului de aer şi gaze arse prin recuperatoare, care se realizează prin acţionarea ven-

tilelor de combustibil şi a clapetei ce dirijează aerul de combustie şi gazele arse.

Alimentarea cu materie primă a cuptorului este comandată de nivelul sticlei, prin variaţia vitezei alimentatoarelor sau prin funcţionarea lor intermitentă. În schema din fig. 3 sînt prevăzute măsurătorile de temperatură în cuptor

O temperatură optimă necesară procesului tehnologic de fabricaţie a sticlei aduce o serie de avantaje :

— reducerea consumului de combustibil şi materiale refractare datorită menţinerii regimului care asigură transmiterea necesară de căldură şi evită supraîncălzirea zidăriei ;

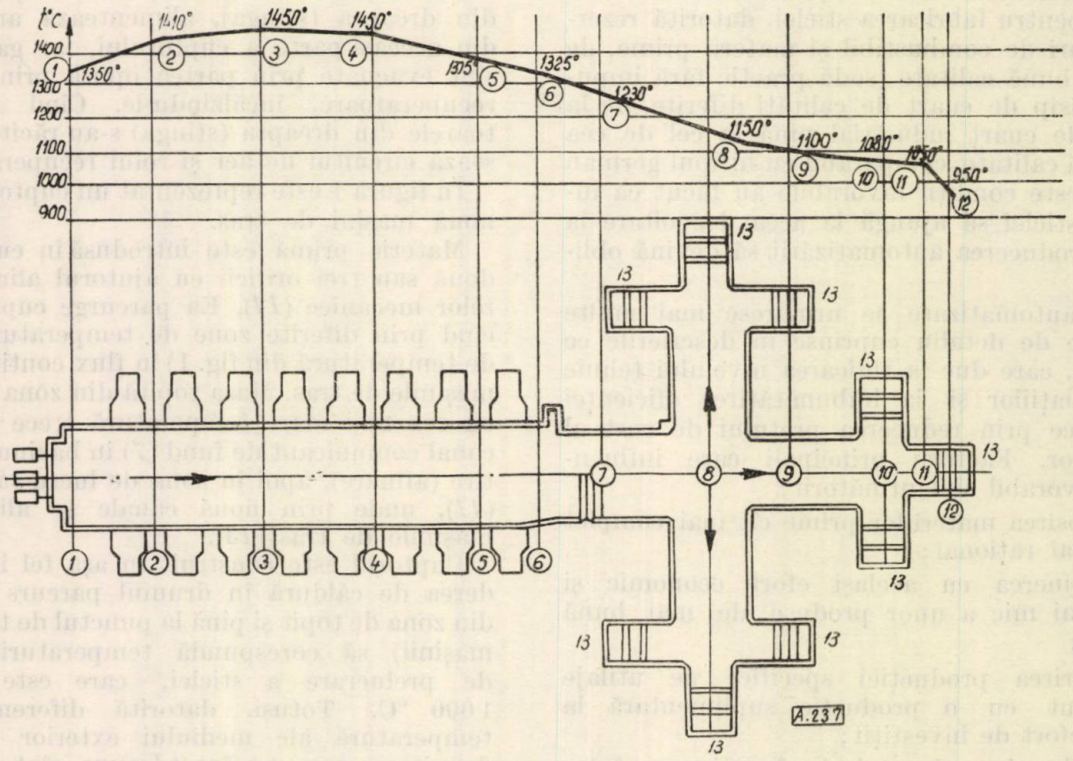


Fig. 1. Curba temperaturilor în zonele succesive ale cuptorului.

în zona de lucru, la maşinile de tras şi în camerele recuperatoare.

Temperaturile de la maşinile de tras şi camerele finale sînt indicate la tabloul de milivoltmetre indicatoare. Restul de temperaturi sînt înregistrate la tabloul de milivoltmetre cu înregistrări multiple. Măsurarea temperaturilor se face cu termocuple montate în bolta cuptorului, iar în punctele cu temperatură mai ridicată se efectuează cu pirometre de radiaţie.

Debitul şi presiunile gazului în zona de topit şi în zona de lucru se măsoară şi se înregistrează, iar debitul pe fiecare grup de arzătoare şi depresiunea în canalul de fund la baza coşului se măsoară.

1. Supravegherea temperaturii. În instalaţiile descrise mai sus, pentru măsurarea temperaturii se întrebuinţează termocuple Pt-PtRh şi pirometre cu radiaţie. Supravegherea temperaturii se realizează cu aparate de măsurat şi înregistrat. Reglarea se realizează cu ajutorul organelor de execuţie comandate de regulatoare automate de tipul PID.

— micşorarea preţului de cost al reparaţiilor cuptorului prin prelungirea timpului de funcţionare între două reparaţii ;

— îmbunătăţirea calităţii sticlei, prin menţinerea regimului optim de temperatură.

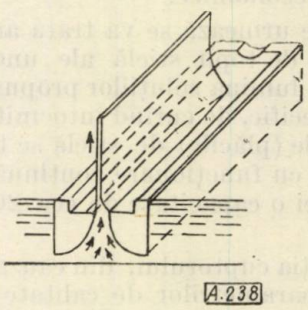


Fig. 2. Metoda de tragere Fourcault ; formarea geamului prin duze.

Menţinerea constantă a temperaturii în cuptor în mod automat se realizează prin măsurarea temperaturii din cuptor cu un pirometru

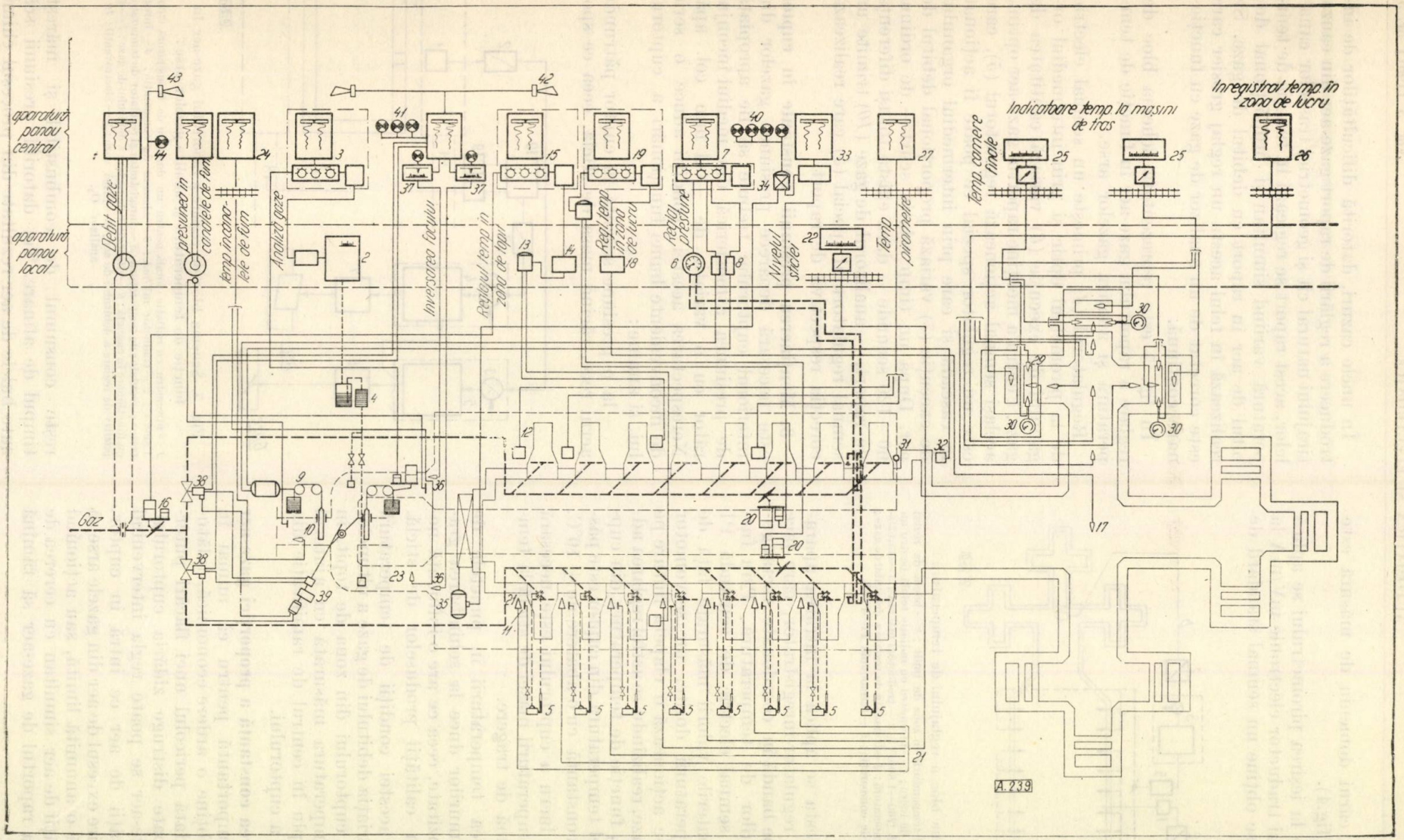


Fig. 3. Schema de măsură și reglare a unui cuptor vană de topit sticlă cu recuperator:

1 — debit gaze, înregistrare; *2* — analizor de gaze O_2; *3* — regulator debit aer funcție de analiza gazelor arse, indicare și înregistrare; *4* — filtru gaze arse analizor; *5* — măsura presiunii gazelor pe grupe de arzătoare, indicare; *6* — balanță inelară pentru măsurarea presiunii în cuptor; *7* — înregistrator și regulator de presiune în cuptor; *8* — contactoare pentru acționarea în două sensuri a electromotorului pentru reglarea timpului; *9* — servomotor; *10* — șibăr tiraj; *11* — priză pentru măsurarea presiunii în compartimentele camerelor recuperatoare (16 buc); *12* — pirometre optice cu radiație totală pentru măsurarea temperaturii în zona de topire, domeniul de măsură (760 ÷ ÷ 1 800)°C (10 buc); *13* — releu intermediar; *14* — traductor electronic mV/mA; *15* — înregistrator și regulator de temperatură; *16* — dispozitiv de reglare a debitului de gaze; *17* — termocuplă Pt — Pt Rh, 20 ÷ 1 600°C pentru reglajul temperaturii în zona de lucru; *18* — traductor mV/mA; *19* — înregistrator și regulator de temperatură în zona de lucru; *20* — dispozitiv de reglare a debitului de gaze al ultimelor arzătoare din zona de topire; *21* — termocuple Ni Cr-Ni (200—1 000)°C cu două tuburi ceramice de protecție pentru măsurarea temperaturii în compartimentele camerei recuperatoare; *22* — milivoltmetru indicator; *23* — termocuplu Ni Cr-Ni (200—1 000)°C; *24* — înregistrator de temperatură în canalele de fum; *25* — milivoltmetre indicatoare; *26* — milivoltmetre înregistratoare; *27* — milivoltmetru înregistrator pentru pirometre; *28* — termocuple Pt-Pt Rh (20 — 1 300)°C cu două tuburi metalice de protecție; *29* — termocuplu Fe — constantan (20—600)°C cu tub metalic de protecție pentru măsurarea temperaturii mașinii de tras; *30* — indicator și contorizator al vitezei mașinilor de tras geam; *31* — sursă radioactivă; *32* — contoare Geiger—Müller; *33* — regulator și înregistrator nivel sticlă; *34* — releu intermediar; *35* — motor electric ce acționează alimentatoarele; *36* — termocuplu Ni-Ni Cr (200—1 000)°C; *37* — milivoltmetre cu contacte; *38* — ventile gaze cu servomotoare electrohidraulice; *39* — dispozitiv inversare clapetă; *40* — lămpi de semnalizare a nivelului sticlei; *41* — lămpi de semnalizare a operațiilor de inversare a flăcărilor; *42* — hupă semnalizare deranjamente la inversarea flăcărilor; *43* — hupă semnalizare lipsă de gaze; *44* — semnalizare optică a lipsei de gaze.

de radiaţie al cărui domeniu de măsură este 760—1 860°C (fig.4).

Semnalul de la ieşirea pirometrului se aplică la intrarea unui traductor electronic mV/mA la ieşirea căruia se obţine un semnal standard de

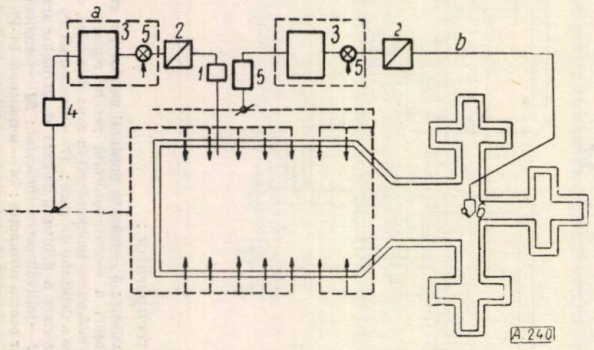


Fig. 4. Schema bloc a reglajului de temperatură :
a — buclă de reglaj al temperaturii în zona de topit ; *b* — buclă de reglaj al temperaturii în zona de lucru ; *1* — pirometru cu radiaţie totală pentru un domeniu de temperatură (760—1 800)°C ; *2* — traductori mV/mA ; *3* — înregistrator şi regulator de temperatură ; *4*—dispozitiv de reglare a debitului de gaze ; *5* — element de comparaţie ; *6* — termocuplă Pt—PtRh.

4—20 mA. Acesta se aplică la intrarea aparatului central regulator-înregistrator, care face înregistrarea pe bandă în coordonate rectangulare a variaţiilor de temperatură. Prin furnizarea unui semnal electric de comandă PI funcţie de abaterile valorii măsurate faţă de valoarea temperaturii dorite, un servomotor electrohidraulic acţionează o clapetă fluture pe conducta de gaze, realizîndu-se astfel reglarea admisiei de gaze, funcţie de temperatura din cuptor. În acest fel temperatura din cuptor este păstrată practic constantă cu o abatere de ± 10°C.

În zona de lucru a cuptorului este necesară o corecţie a temperaturii masei de sticlă la temperatura optimă de tragere.

Nerespectarea temperaturii în punctele de tragere a geamurilor duce la schimbarea gradului de viscozitate, ceea ce are o influenţă negativă asupra calităţii produselor de sticlă.

Realizarea acestei condiţii de temperatură se face prin variaţia debitului de gaze a ultimelor arzătoare ale cuptorului din zona de topit, în funcţie de temperatura măsurată cu ajutorul unui termocuplu în centrul de ramificaţie din zona de lucru a cuptorului.

2. **Menţinerea constantă a proporţiei gaze-aer** este foarte importantă pentru că numai în acest fel se obţine o ardere economică, înlăturîndu-se totodată pericolul unei flăcări puternice, care poate distruge zidăria cuptorului. Proporţia gaze-aer se poate regla intervenind asupra cantităţii de aer ce intră în cuptor, astfel ca la ieşire excesul de aer din gazele arse să nu depăşească o anumită limită, sau acţionînd asupra cantităţii de aer simultan cu cererea de gaze, astfel ca raportul de gaze-aer să rămînă constant.

În unele cazuri, datorită dificultăţilor de introducere a reglării de raport gaze-aer din cauza tirajului natural cît şi geometriei traseelor canalelor, acest raport se reglează în funcţie de temperatură variind simultan şi proporţional debitul de aer în raport cu debitul de gaze. Se realizează în felul acesta un reglaj grosier care este corectat de un analizor de gaze cu funcţionare continuă.

În fig. 5 este reprezentată schema bloc de reglare a raportului gaze-aer în funcţie de temperatură şi analiza gazelor arse.

Regulatorul (*4*) primeşte un semnal electric de la pirometrul optic şi prin intermediul organului de execuţie (*6*) variază cantitatea de gaze. Pentru a menţine raportul gaze-aer optim, acelaşi semnal acţionează regulatorul (*5*), care este un regulator special ce poate fi acţionat în cascadă şi care prin intermediul organului de execuţie (*7*) variază proporţional debitul de aer. După un timp relativ scurt — de ordinul 60—120 secunde — dacă există totuşi diferenţă de raport, — analizorul de gaze (*10*) trimite un semnal regulatorului special (*5*) care realizează corecţia respectivă de raport.

3. **Menţinerea presiunii constante în cuptor** este necesară deoarece presiunea gazelor din interiorul cuptorului trebuie să fie apropiată de presiunea atmosferică din mediul înconjurător cu o variaţie de ±0,1 mm col. apă. Nerespectarea acestei condiţii aduce o serie de inconveniente bunei funcţionări a cuptorului, şi anume :

— la o presiune scăzută în cuptor pătrunde aerul rece, răcind masa de sticlă, ceea ce spo-

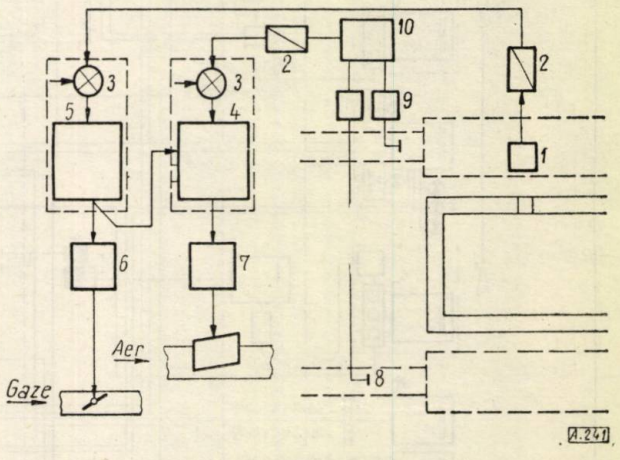


Fig. 5. Schema bloc de reglare a raportului gaze-aer în funcţie de temperatură şi analiza gazelor arse :
1 — pirometru cu radiaţie totală pentru un domeniu de temperatură (760—1 800)°C ; *2* — traductor mV/mA ; *3* — element de comparaţie ; *4* — înregistrator şi regulator de temperatură ; *5* — înregistrator şi regulator de temperatură cu funcţionare în cascadă ; *6* — dispozitiv de reglare a debitului de gaze ; *7* — dispozitiv de reglare a debitului de aer ; *8* — priză gaze ; *9* — electroventil ; *10* — analizor O_2.

reşte consumul de combustibil şi măreşte timpul de afînare. Tot datorită presiunii scăzute bulele de aer rezultate din procesul chimic

de topire se elimină prea repede din masa de sticlă, făcînd-o spongioasă;

— la o creştere a presiunii în zona de topire atmosfera caldă se deplasează spre zona de lucru a cuptorului, schimbînd regimul tem-

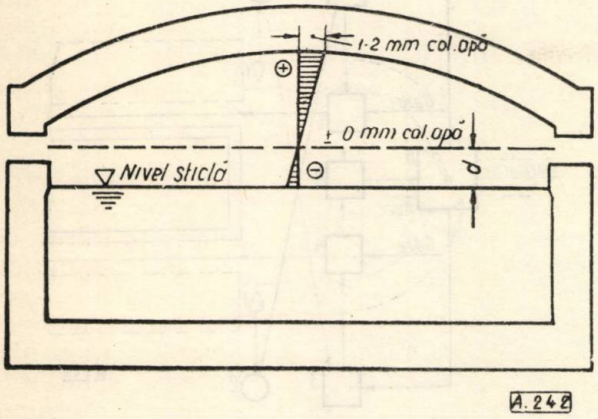


Fig. 6. Diagrama de repartiţie a presiunii în cuptor.

peraturii sticlei la tragere. O creştere a presiunii de numai 0,5 mm col. apă duce la o creştere a temperaturii în zona de lucru de 5 — 7°C. Aceasta face să se micşoreze viscozitatea sticlei producînd greutăţi la tragere.

Variaţiile de presiune foarte sensibile pentru calitatea sticlei se pot înlătura prin reglarea gazului modificînd registrul de coş. Trebuie să se aibă în vedere ca modificarea tirajului să nu implice o schimbare a regimului termic al cuptorului. De aceea nu se admite o obturare a secţiunii canalului de fum mai mare de 10 — —15 %.

Curba de distribuţie a presiunilor în cuptor indică o distribuţie liniară în boltă (fig. 6).

Linia neutră (de presiune nulă) se află deasupra nivelului topiturii; aceasta este impusă de necesitatea ca flacăra să atingă suprafaţa topiturii (prin depresiunea creată se suge flacăra).

Menţinerea presiunii în cuptor la valoarea zero nu se poate realiza decît prin introducerea reglării automate, care permite ca, în cazul variaţiei presiunii din cuptor faţă de valoarea fixată, regulatorul să intervină asupra tirajului, prin modificarea registrului de coş, şi să anuleze astfel abaterea.

Priza de presiune se introduce de o parte şi de alta a cuptorului pînă în zona de zero corespunzătoare diagramei din fig. 6 şi se aduce la traductorul de presiune, care este o balanţă inelară. Mărimea de comparaţie etalon este presiunea atmosferică din exteriorul cuptorului. Diferenţa dintre presiunea etalon şi presiunea din cuptor este ΔP, care dă semnalul de acţionare a servomotorului ce acţionează şibărul pe canalul de fum.

Dacă presiunea din cuptor P_1 este mai mică decît presiunea etalon P_2, $\Delta P = P_2 - P_1 > 0$ şi sistemul va acţiona în sensul micşorării tirajului.

4. **Măsurarea nivelului sticlei** întîmpinînd dificultăţi în practică, a condus la perfecţionarea diferitelor metode de măsurare. Cîteva din metodele de măsurare a nivelului sticlei sînt următoarele:

— testarea înălţimii sticlei cu electrozi mobili;

— măsurarea nivelului cu ajutorul razelor gama emise de izotopi radioactivi;

— măsurarea nivelului sticlei cu ajutorul plutitorului;

— măsurarea nivelului sticlei cu ajutorul dispozitivelor optice.

În cele ce urmează ne vom ocupa de metoda de măsurare a nivelului sticlei cu ajutorul razelor gama emise de izotopi radioactivi. Toată această aparatură este elaborată şi experimentată la Fabrica de sticlă Azuga de către Institutul de fizică atomică. Superioritatea măsurării nivelului sticlei cu ajutorul izotopilor radioactivi constă în:

— precizia de măsurare care poate să meargă pînă la $\pm 0{,}1$ mm;

— nu se introduc în interiorul cuptorului elemente care sînt supuse degradării;

— comanda alimentatoarelor se face printr-o mărime electrică.

Măsurarea nivelului se face cu ajutorul razelor gama emise de izotopii radioactivi care străbat masa de sticlă topită din interiorul unei nişe special prevăzute în zona de topit a cuptorului şi sînt captate în partea opusă de unul sau mai mulţi contori Geiger-Müller (fig. 8).

Impulsul electric de la contoarele Geiger-Müller (*2*) este transmis prin cablu la un preamplificator (*3*) aşezat în imediata apropiere a cuptorului. Semnalul amplificat este transmis

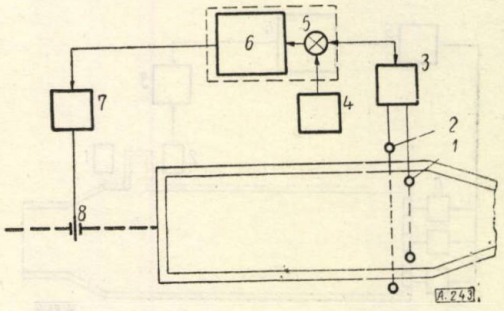


Fig. 7. Schema bloc a buclei de reglaj automat al presiunii în cuptor:

1 — priză de gaze; *2* — priză de aer pentru compensare; *3* — balanţă inelară; *4* — dispozitiv de reglare a valorii impuse; *5* — element de comparaţie; *6* — înregistrator şi regulator; *7* — dispozitiv de reglaj al tirajului; *8* — dispozitiv de obturare a tirajului.

prin cablu la un amplificator-regulator situat la postul central dispecer (*4*).

Comanda electromotoarelor alimentatoarelor se face cu ajutorul semnalului electric furnizat

de regulator, în funcţie de nivelul sticlei, prin intermediul unor relee ce modifică în trepte rezistenţa circuitului de excitaţie al motoarelor. Aparatura este prevăzută cu semnalizări optice şi acustice pentru depăşiri de limite.

5. **Inversarea direcţiei flăcărilor.** Pentru o mai bună funcţionare şi pentru reducerea consumului de combustibil în topitoriile de sticlă s-au realizat cuptoare prevăzute cu camere recuperatoare de căldură. În felul acesta aerul necesar combustiei, înainte de a ajunge în camera de ardere, este trecut prin aceste camere recuperatoare unde i se ridică temperatura pînă aproape de temperatura din camera de ardere. Cuptorul este prevăzut de o parte şi de alta cu cîte o cameră recuperatoare. În timp ce printr-o cameră intră aerul pentru combustie prin cealaltă cameră se face evacuarea gazelor arse, care ridică temperatura grătarelor din camera recuperatoarelor pînă aproape de temperatura lor.

În tot acest timp sînt în funcţiune arzătoarele de pe o parte a camerei recuperatoare, care funcţionează ca încălzitoare de aer. După un anumit timp (din practică cca. 30 minute) temperatura camerei recuperatoare scade, datorită căldurii cedate aerului necesar combustiei. În acest timp prin cealaltă cameră recuperatoare se evacuează gazele arse care îi ridică temperatura, pregătind-o în vederea inversării flăcărilor.

Comanda de inversare a flăcărilor poate fi dată de temperatura gazelor arse din canalele colectoare din imediata apropiere a ieşirii din camerele recuperatoare (fig. 9) cu ajutorul termocuplelor (*1*) sau în funcţie de timp cu ajutorul unui dispozitiv program. Sistemul de comandă în funcţie de timp elimină munca omului şi asigură un timp riguros constant între perioade. Cu toate acestea, avînd în vedere

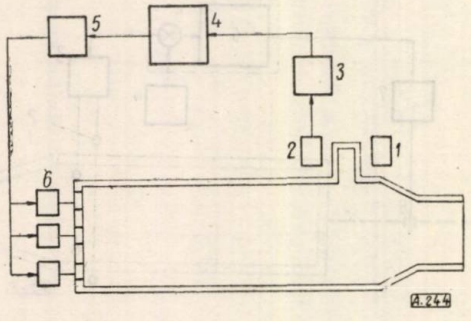


Fig. 8. Schema bloc a nivelului sticlei:
1 — sursă radioactivă; *2* — contor Geiger-Müller; *3* — preamplificator; *4* — regulator; *5* — dispozitiv de actionare a alimentatoarelor; *6* — alimentatoare.

că nu este posibil — în practică — să se construiască camere recuperatoare cu aceleaşi caracteristici termice, timpul de preîncălzire a aerului diferă de la o cameră la alta. Pentru aceasta este raţional să se inverseze direcţia flăcărilor, în momentul în care diferenţa dintre temperatura de preîncălzire a aerului şi temperatura de încălzire a camerei de regenerare, din partea opusă, va fi aceeaşi din ambele direc-

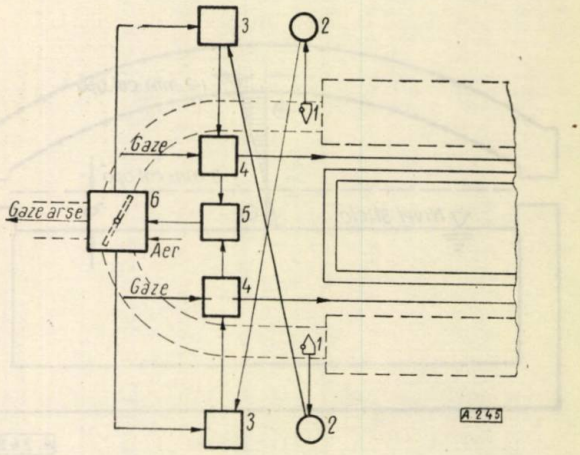


Fig. 9. Schema bloc de inversare a flăcărilor:
1 — termocuplu Ni-Ni Cr; *2* — milivoltmetre cu contacte; *3* — servomotor electrohidraulic; *4* — ventil pentru gaze; *5* — dispozitiv de acţionare a clapetei în vederea dirijării aerului de combustie; *6* — clapetă inversoare.

ţii ale flăcărilor. În fig. 10 este dată schema electrică de principiu a inversării flăcărilor, care este cu funcţionare în cascadă, prevăzută cu blocaje şi semnalizări optice şi acustice.

Postul dispecer de control

Tendinţa în automatizările moderne este de a centraliza telecomenzile şi informaţiile transmise la distanţă de către aparatura primară a unuia sau mai multor agregate şi instalaţii.

Prin aceasta se realizează o unitate în controlul fluxurilor tehnologice, o interpretare mai promptă şi mai corectă a variaţiilor parametrilor şi o conducere centralizată, fapt care determină şi reducerea personalului de deservire a instalaţiei de automatizare.

Aparatura indicatoare care serveşte direct la conducerea cuptorului este montată pe un tablou lîngă cuptor (fig. 11,*a*), iar regulatoarele şi înregistratoarele sînt montate pe un alt tablou la postul central (fig. 11, *b*). Ele servesc pentru urmărirea funcţionării în timp a cuptorului.

Consideraţii economice

Din literatura mondială rezultă că partea de automatizare constituie 3—4% din totalul investiţiilor. Această cotă destul de mică se amortizează după cum reiese din literatura de specialitate în 12—18 luni, prin economii directe şi indirecte după cum urmează:

— prin menţinerea parametrilor tehnologici de exploatare în limitele optime, producţia pe agregat creşte între 5—7%;

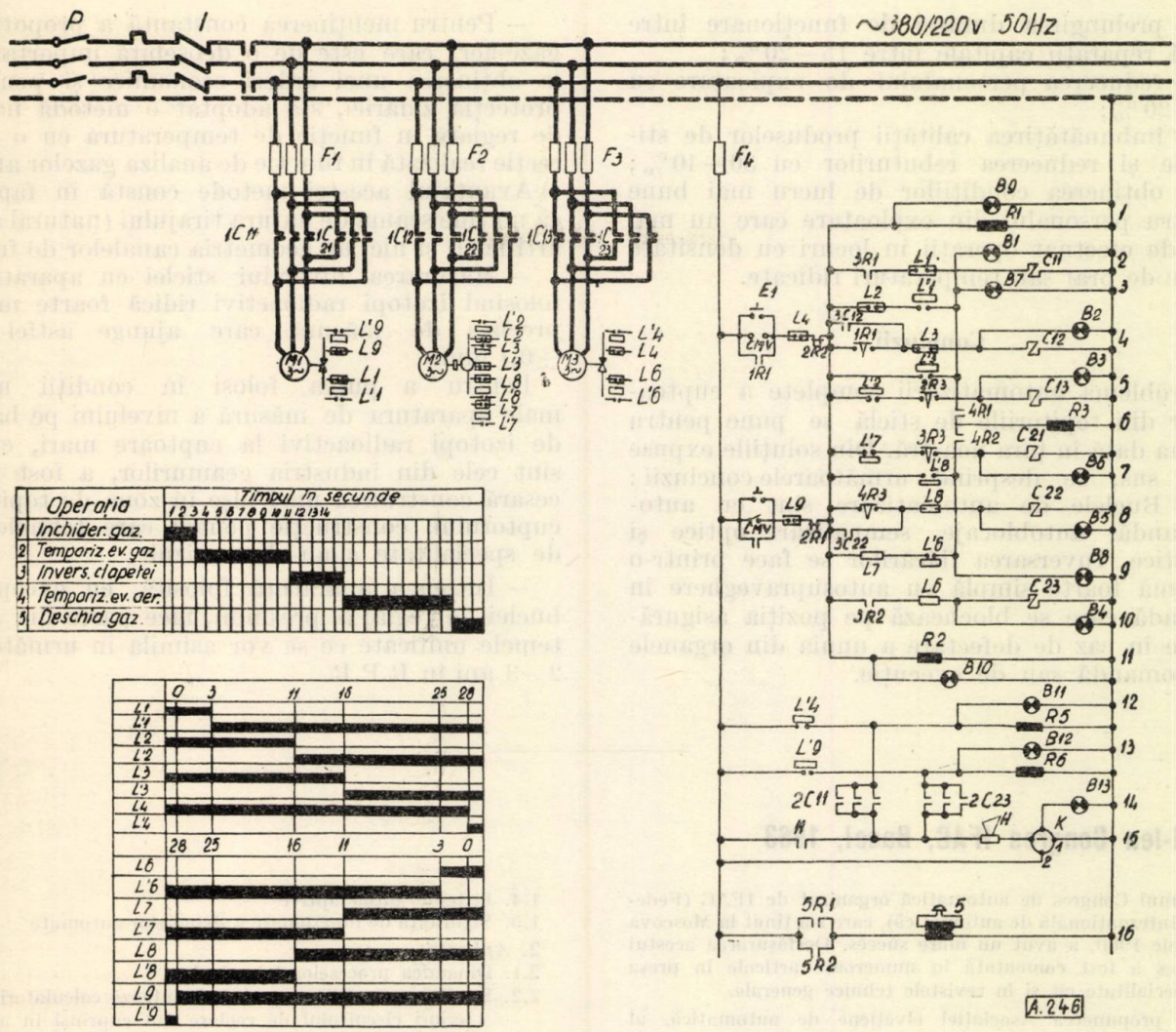


Fig. 10. Schema electrică de principiu a inversării flăcărilor:

1 — precizarea şi semnalizarea sensului de inversare spre dreapta; *2* — comanda şi semnalizarea închiderii vanei Vs; *3* — comanda şi semnalizarea pauzei de evacuare a gazului la inversare spre dreapta; *4* — comanda şi semnalizarea inversării clapetei spre dreapta; *5* — comanda şi semnalizarea pauzei de evacuare a aerului la inversare spre dreapta; comanda şi semnalizarea deschiderii vanei Vd; *6* — realizarea pauzelor; *7* — comanda şi semnalizarea deschiderii vanei Vs; *8* — comanda şi semnalizarea pauzei de evacuare a aerului la inversarea spre stînga; comanda şi semnalizarea inversării clapetei spre stînga; *9* — comanda şi semnalizarea pauzei de evacuare a gazului la inversarea spre stînga; *10* — comanda şi semnalizarea închiderii vanei Vd; *11* — precizarea şi semnalizarea sensului de inversare spre stînga; *12* — semnalizare şi acţiuni auxiliare cînd flăcările sînt spre dreapta; *13* — semnalizare şi acţiuni auxiliare cînd flăcările sînt spre stînga; *14* — semnalizarea scoaterii hupei din funcţiune; *15* — semnalizarea acustică în cazul avariilor în circuitul de forţă; *16* — semnalizarea acustică uşoară pe întreaga perioadă de inversare.

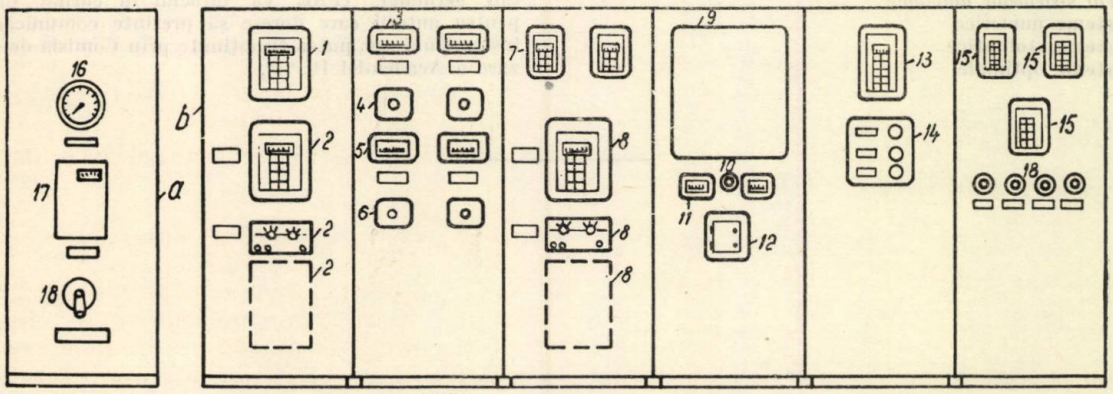


Fig. 11. Panouri de supraveghere şi comandă:

a — tablou local: *b* — tablou instalat în cabina de control centralizat; *1* — compensator electronic cu 10 scrieri pentru înregistrarea temperaturii (260—1 800)°C; *2* — înregistrator şi regulator de temperatură; *3* — milivoltmetru indicator; *4* — comutator cu 12 poziţii; *5* — milivoltmetru cu indicator pentru maşinile de tras; *6* — comutator special; *7* — milivoltmetru înregistrator cu 6 scrieri pentru zona de lucru; *8* — înregistrator şi regulator de temperatură pentru zona de lucru; *9* — schemă sinoptică pentru inversarea flăcărilor; *10* — lampă de semnalizare; *11* — milivoltmetru cu contacte; *12* — releu temporizat; *13* — înregistrator nivel sticlă; *14* — regulator nivel sticlă; *15* — înregistrator debit gaze; *16* — balanţă inelară; (—30 ÷ + 0) mm CA.; *17* — analizor gaze O_2; *18* — robinet de comutare.

— prelungirea duratei de funcţionare între două reparaţii capitale între 15—20%;
— reducerea personalului de exploatare cu 15—20%;
— îmbunătăţirea calităţii produselor de sticlărie şi reducerea rebuturilor cu 30—40%;
— obţinerea condiţiilor de lucru mai bune pentru personalul din exploatare care nu mai are de efectuat operaţii în locuri cu densitate mare de praf sau temperaturi ridicate.

Concluzii

Problema automatizării complete a cuptoarelor din topitoriile de sticlă se pune pentru prima dată în ţara noastră. Din soluţiile expuse mai sus, se desprind următoarele concluzii:
— Buclele de automatizare sînt cu autocomandă, autoblocaje, semnalizări optice şi acustice. Inversarea flăcărilor se face printr-o schemă foarte simplă cu autosupraveghere în cascadă care se blochează pe poziţia asigurătoare în caz de defectare a unuia din organele de comandă sau de execuţie.
— Pentru menţinerea constantă a proporţiei gaze-aer, care este de o deosebită importanţă la obţinerea unei arderi economice şi pentru protecţia zidăriei, s-a adoptat o metodă nouă de reglare în funcţie de temperatură cu o corecţie realizată în funcţie de analiza gazelor arse.
Avantajul acestei metode constă în faptul că nu ţine seama de natura tirajului (natural sau artificial) şi nici de geometria canalelor de fum.
— Măsurarea nivelului sticlei cu aparatură folosind izotopi radioactivi ridică foarte mult precizia de măsură care ajunge astfel la ±0,1 mm.
Pentru a putea folosi în condiţii normale aparatura de măsură a nivelului pe bază de izotopi radioactivi la cuptoare mari, cum sînt cele din industria geamurilor, a fost necesară construirea unei nişe în zona de topit a cuptorului, construcţie pentru care tehnologii de specialitate şi-au dat avizul.
— Întreaga aparatură folosită, cu excepţia buclei de reglaj al presiunii, face parte din sistemele unificate ce se vor asimila în următorii 2—3 ani în R.P.R.

Al II-lea Congres IFAC, Basel, 1963

Primul Congres de automatică organizat de IFAC (Federaţia internaţională de automatică), care s-a ţinut la Moscova în iunie 1960, a avut un mare succes. Desfăşurarea acestui congres a fost comentată în numeroase articole în presa de specialitate cît şi în revistele tehnice generale.

La propunerea Asociaţiei elveţiene de automatică, al doilea Congres IFAC se va ţine la Basel (Elveţia) în septembrie 1963.

Programul acestui congres prevede ca toate comunicările să se refere la teoria şi aplicaţiile automaticii. În mod excepţional numai se vor accepta comunicări asupra elementelor sistemelor automate sau care să expună subiecte generale.

Problemele care se vor trata la acest congres vor fi următoarele:

1. *Teoria sistemelor automate*
1.1. Sisteme numerice
1.2. Sisteme stohastice
1.3. Sisteme optimale
1.4. Sisteme autoadaptive
1.5. Siguranţa de funcţionare a sistemelor automate
2. *Aplicaţii*
2.1. Dinamica proceselor tehnologice
2.2. Studiul aplicaţiilor care întrebuinţează calculatori exteriori circuitului de reglare sau cuprinşi în acest circuit
2.3. Aplicaţiile sistemelor automate optimale sau cu autoadaptare
3. *Elemente*
3.1. Dispozitive de concepţie nouă şi cu mare eficacitate
3.2. Măsurarea gradului de siguranţă al elementelor componente

Comunicările pot fi prezentate în engleză, rusă, franceză sau germană. IFAC va întocmi în curînd instrucţiuni pentru autorii care doresc să prezinte comunicări. Aceste instrucţiuni vor putea fi obţinute prin Comisia de automatizare a Academiei R.P.R.

L. SEBASTIAN, V. PÎNZARU*

Automatizarea procesului de preparare a mixturilor asfaltice la instalaţiile ANG

CZ 621–52: 665.521.72

Pe linia introducerii tehnicii noi un aport deosebit îl aduce automatizarea, care pătrunde n măsură mereu crescîndă în aproape toate sectoarele industriale. Există totuşi sectoare de activitate unde automatizarea pătrunde mai greu. Dintre acestea face parte şi sectorul construcţiilor de drumuri şi aceasta în primul rînd datorită caracterului mobil al utilajelor folosite şi dificultăţilor de alimentare a acestor utilaje cu energie electrică, fără de care mecanizarea şi automatizarea nu sînt posibile.

În acest sens automatizarea procesului de preparare a mixturilor asfaltice, răspunzînd sarcinii actuale a construcţiilor pentru lărgirea reţelei de drumuri modernizate din ţara noastră, constituie un pas înainte pe linia introducerii tehnicii noi şi umple un gol resimţit pînă acum.

Pentru a înţelege care sînt cerinţele ce stau în faţa automatizării unei asemenea maşini, în cele ce urmează dăm pe scurt procesul tehnologic de preparare a mixturilor asfaltice cu ajutorul instalaţiei romîneşti realizată la Atelierele navale Giurgiu (ANG) (fig. 1).

Materialele care intră în procesul de preparare a mixturilor asfaltice sînt : agregatele, bitumul şi filerul. Agregatele încălzite într-un cuptor rotativ sînt ridicate cu ajutorul unui elevator şi vărsate în buncărul siloz al maşinii (S). De aici, prin deschiderea închizătorului acestui buncăr, ele ajung în buncărul cîntar (CA) unde sînt cîntărite. Odată acest buncăr umplut cu cantitatea prescrisă de agregate, conform reţetei tehnologice, închizătorul buncărului (S) se închide şi se deschide în schimb închizătorul buncărului cîntar. Prin aceasta agregatele cîntărite ajung în malaxorul (M). Aici li se adaugă anumite cantităţi de bitum fluid şi filer.

Cu ajutorul pompei (P) bitumul fluid, la o temperatură de cca. 160° C, este pompat în cupa de bitum (C_b), care din punct de vedere constructiv face parte dintr-un al 2-lea cîntar. De îndată ce cupa s-a umplut cu cantitatea de bitum prescrisă, robinetul de bitum (R_b) trebuie rotit cu 90°. Prin aceasta bitumul este refulat în ţeava de retur, prin care ajunge înapoi în rezervorul de bitum fluid. Această operaţie este necesară pentru a menţine ţevile de bitum şi pompa (P) în stare fierbinte astfel ca, între două operaţii consecutive de cîntărire, bitumul din ţevi să nu se solidifice.

Filerul este ridicat de la depozitul respectiv cu ajutorul unei cupe (CF) şi este răsturnat direct în malaxor.

Amestecarea în malaxor a materialelor componente durează un anumit interval de timp, după care mixtura asfaltică rezultată, prin deschiderea închizătorului malaxorului, ajunge în buncărul colector, de unde este încărcată în camioane şi transportată la locul de asfaltare.

Acţionarea diferitelor mecanisme ale instalaţiei descrise (a elevatorului, a malaxorului, a pompei de bitum şi a cupei de filer) se realizează

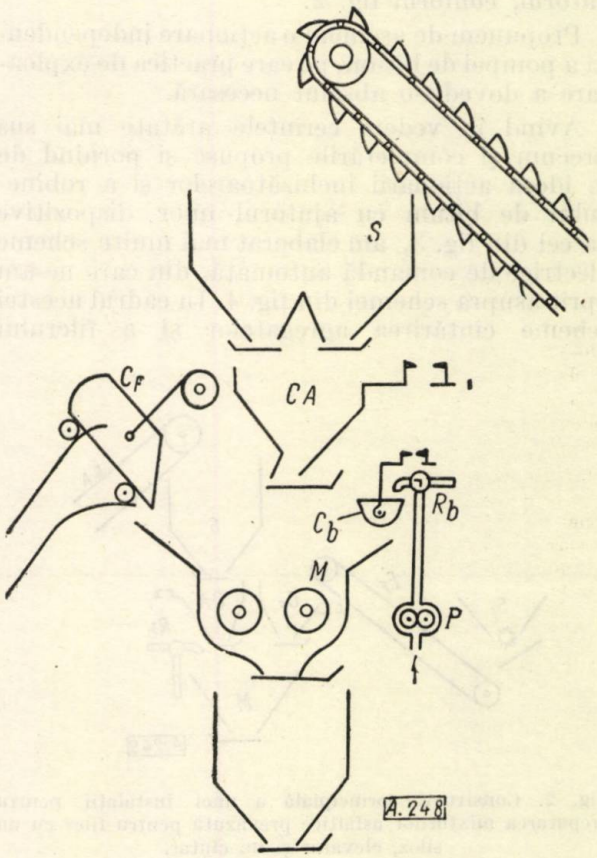


Fig. 1. Construcţia principială a unei instalaţii romîneşti pentru prepararea mixturilor asfaltice.

prin transmisii cu ajutorul unui singur motor, termic sau electric, iar operaţiile respective, legate de procesul tehnologic de preparare a mixturilor asfaltice, se efectuează manual.

Din studiul procesului tehnologic descris mai sus rezultă că automatizarea diferitelor operaţii în cadrul acestei instalaţii constituie o

* Ing. L. SEBASTIAN este şef de lucrări la Institutul politehnic Iaşi, iar ing. V. PÎNZARU este şef de serviciu la Întreprinderea construcţii drumuri nr. 3 din Iaşi.

problemă de comandă program, respectarea ordinii diferitelor operaţii fiind riguroasă.

Trebuie de remarcat în plus faptul că automatizarea acestui proces trebuie să fie astfel concepută încît să fie posibilă schimbarea după voie a proporţiilor din reţeta tehnologică, funcţie de felul mixturii (binder pe cribluri, binder pe mărgăritar, mortar asfaltic, uzură etc.) şi de calitatea materialelor componente.

Deoarece actuala construcţie a instalaţiilor ANG prin lipsa unui buncăr — siloz de filer şi a unui cîntar de filer face imposibilă automatizarea operaţiei de alimentare cu filer a malaxorului, propunem înlocuirea actualei cupe de filer cu un elevator (sau eventual bandă transportoare) cu acţionare proprie şi completarea instalaţiei cu un cîntar de filer. De asemeni propunem ca staţia de preparare a mixturilor asfaltice să fie dotată cu un siloz de filer, prevăzut cu un închizător alimentator, de tip roată cu palete, acţionat concomitent cu elevatorul, conform fig. 2.

Propunem de asemeni o acţionare independentă a pompei de bitum, pe care practica de exploatare a dovedit-o absolut necesară.

Avînd în vedere cerinţele arătate mai sus precum şi completările propuse şi pornind de la ideea acţionării închizătoarelor şi a robinetului de bitum cu ajutorul unor dispozitive ca cel din fig. 3, am elaborat mai multe scheme electrice de comandă automată, din care ne-am oprit asupra schemei din fig. 4. În cadrul acestei scheme cîntărirea agregatelor şi a filerului

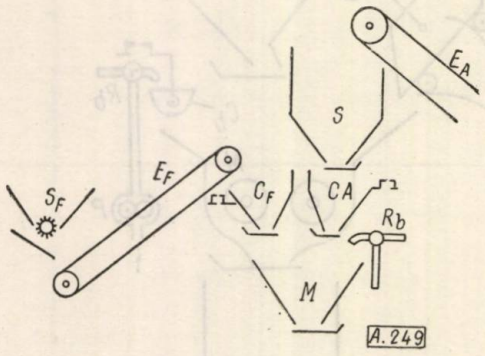


Fig. 2. Construcţia principială a unei instalaţii pentru prepararea mixturilor asfaltice prevăzută pentru filer cu un siloz, elevator şi un cîntar.

este controlată cu ajutorul unor relee cu contacte în mercur (RA) şi (RF), ale căror contacte (RA) şi (RF_1) se închid atunci cînd cîntarul respectiv s-a umplut cu cantitatea prescrisă de material şi se deschid numai la completa lor golire.

Cantitatea respectivă de bitum se asigură prin durata de curgere (debitul pompei fiind constant) şi nu prin cîntărire.

Obţinerea temporizărilor respective pentru curgerea bitumului, funcţie de reţeta tehnologică, precum şi a duratei de malaxare se

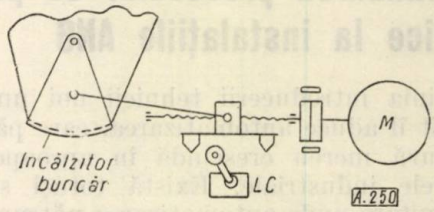


Fig. 3. Dispozitiv pentru acţionarea diferitelor închizătoare şi a robinetului de bitum.

realizează cu ajutorul unui controler program (CP) şi nu cu ajutorul unor relee obişnuite de timp, la care, în cazul unei dispariţii şi reapariţii a tensiunii, operaţia de temporizare este reluată de la început şi nu în continuare, cum se impune în cazul nostru.

Acest controler program a fost realizat sub forma unui comandocontroler prevăzut cu contacte cu deschidere şi reînchidere bruscă, al cărui arbore cu came este rotit de către un servomotor monofazat serie, prin intermediul unui reductor.

Deoarece capacitatea de ridicare a elevatorului de agregate acţionat odată cu malaxorul în anumite condiţii poate fi mai mare decît capacitatea de malaxare, a trebuit să facem imposibilă golirea cîntarului de agregate înainte de golirea malaxorului şi reînchiderea închizătorului său.

În acest scop s-a folosit un releu cu înzăvorîre (R), proiectat şi construit de noi.

După cum se vede din figură, circuitele de comandă se găsesc sub tensiune numai în cazul cînd funcţionează pompa de bitum, ceea ce este absolut necesar spre a fi siguri că deschiderea robinetului de bitum va fi urmată de curgerea bitumului.

Pompa de bitum fiind acţionată separat poate funcţiona singură, independent de restul instalaţiei.

Aceasta este necesar mai ales la punerea în funcţie a instalaţiei după întreruperi, cînd în prealabil trebuie să ne convingem de buna funcţionare a circuitului de bitum.

Să admitem că pompa de bitum funcţionează şi că în momentul pornirii instalaţiei (a motorului M_A) avem următoarea situaţie :

Buncărul siloz de agregate este deschis, celelalte buncăre fiind închise. Robinetul de bitum este închis (funcţionează pe retur), iar controlerul program se găseşte în poziţia de zero, poziţie în care sînt închise numai contactele sale active (C_{62}) şi (C_{72}), celelalte contacte active fiind deschise.

Releul cu înzăvorîre este declanşat.

Situaţia contactelor comutatoarelor de cursă ale dispozitivelor de acţionare a închizătoarelor

buncărului siloz de agregate (LS), a cîntarului de agregate (LCA), a cîntarului de filer (LCF), a malaxorului (LM) și a robinetului de bitum (LR) se arată în această situație în figura 4.

Contactele deschise (C_{52}) sînt deci șuntate de către (LM_3).

Cele două cîntare sînt goale și deci contactele (RA) și (RF_1) sînt deschise, iar contactele (RF_2) închise.

Prin închiderea întrerupătorului (I_2) circuitele de forță pentru partea de automatizare, cele de comandă și cele de semnalizare sînt puse sub tensiune.

Anclanșarea releului de tensiune (RT) face posibilă pornirea motorului de acționare a instalației și apoi a celui de acționare a cuptorului rotativ, iar anclanșarea contactoarelor (A_F) și (E_F) produce conectarea la rețea a motorului închizătorului alimentator al silozului de filer și a motorului de acționare a elevatorului de filer. Începe deci alimentarea cu filer a buncărului cîntar respectiv.

Odată motorul (M_A) conectat, agregatele transportate de elevator se descarcă în buncărul-siloz, de unde ajung în buncărul cîntar.

Cînd acesta din urmă s-a umplut cu cantitatea prescrisă, se închid contactele (R_A) acționate de către cîntar, ceea ce produce anclanșarea releului (R_1) și deci a contactorului (S_i) pentru închiderea silozului de agregate.

Limitarea cursei de închidere a acestui închizător se face prin deschiderea contactelor (LS_1).Î nchiderea contactelor (LS_2) ale aceluiași comutator va produce anclanșarea practic simultană a contactorului (CAd) pentru deschiderea închizătorului cîntarului de agregate și a contactorului (CFd) pentru deschiderea închizătorului cîntarului de filer și anume numai în cazul cînd cîntarul de filer s-a umplut și el cu cantitatea prescrisă, situație în care contactele (RF_1) sînt închise.

Această blocare a fost prevăzută în scopul de a nu încărca inutil motorul instalației (MA) la malaxarea doar a agregatelor sau a filerului.

Evident la umplerea cîntarului de filer deschiderea contactelor (RF_2) duce la oprirea închizător-alimentatorului și a elevatorului de filer.

Cu alte cuvinte oricare cîntar se umple primul, descărcarea lor în malaxor se face odată.

Limitarea curselor de deschidere ale închizătoarelor celor două cîntare se face prin deschiderea contactelor (LCF_1), respectiv (LCA_1), însoțită de închiderea contactelor (LCF_2) și (LCA_3).

Închiderea contactelor (LCF_2) produce anclanșarea contactorului (CFi) pentru închiderea închizătorului cîntarului de filer, evident numai după completa golire a acestuia, cînd se reînchid contactele (RF_2).

Cursa de reînchidere a închizătorului este limitată prin deschiderea contactelor (LCF_2) urmată de închiderea contactelor (LCF_1) care produce conectarea din nou a motorului închizătorului alimentator al silozului și a elevatorului de filer.

Închiderea contactelor (LCA_3) produce mai întîi anclanșarea releului cu înzăvorîre (R), iar după golirea cîntarului de agregate, și a contactorului (CA_i) pentru închiderea închizătorului său și în consecință și a contactorului (R_e) pentru deschiderea robinetului de bitum.

Reînchiderea închizătorului cîntarului de agregate și deci a contactelor (LCA_1) duce la anclanșarea contactorului (S_d) pentru deschiderea închizătorului buncărului siloz de agregate, aceasta deoarece ambele contacte (R) și (R_1) sînt acum închise.

Sîntem deci cu malaxorul umplut cu agregate și filer, cu robinetul de bitum deschis, cu cele două cîntare închise, cu elevatorul de filer funcționînd și cu silozul de agregate deschis.

Limitarea cursei de deschidere a robinetului de bitum prin deschiderea contactelor (LR_1) este urmată de șuntarea contactelor (C_{82}) de către (LR_4) și deci de conectarea la rețea a motorului (M_{CP}) pentru acționarea controlerului program. Rezultă deci că rotirea acestuia începe din momentul t_0 în care robinetul de bitum s-a deschis.

În momentul (t_1) se închid contactele (C_{11}) ale controlerului, anclanșează deci contactorul (R_i) și deci robinetul de bitum se închide. Contactele (LR_4) se deschid fără vreun efect deoarece contactele (C_{82}) sînt acum închise.

După cum se vede din diagrama controlerului închiderea contactelor (LR_3) (în momentul $t_1 + 2$) are loc cu puțin înainte de deschiderea contactelor (C_{72}), ceea ce face ca controlerul program să se rotească în continuare.

În momentul (t_3), după expirarea timpului de malaxare $t_m = t_3 = t_0$, se închid contactele (C_{21}). Contactorul (M_d) anclanșează producînd deschiderea închizătorului malaxorului care durează cca. 2 s.

Limitarea acestei curse prin deschiderea contactelor (LM_1) (și LM_3) este urmată de închiderea contactelor (LM_2), care produc alimentarea bobinei (RN) a unui numărător electromagnetic de șarje elaborate, și a contactelor (LM_4).

Deoarece închiderea acestora are loc după cca. 2 s din momentul (t_3), iar deschiderea contactelor (C_{62}) are loc în momentul (t_4) după cca. 3 s, rezultă că controlerul program se rotește în continuare.

În momentul

$$t_4' > t_3 + t_{md},$$

t_{md} fiind timpul de deschidere a închizătorului malaxorului, se închid contactele (C_{31}),

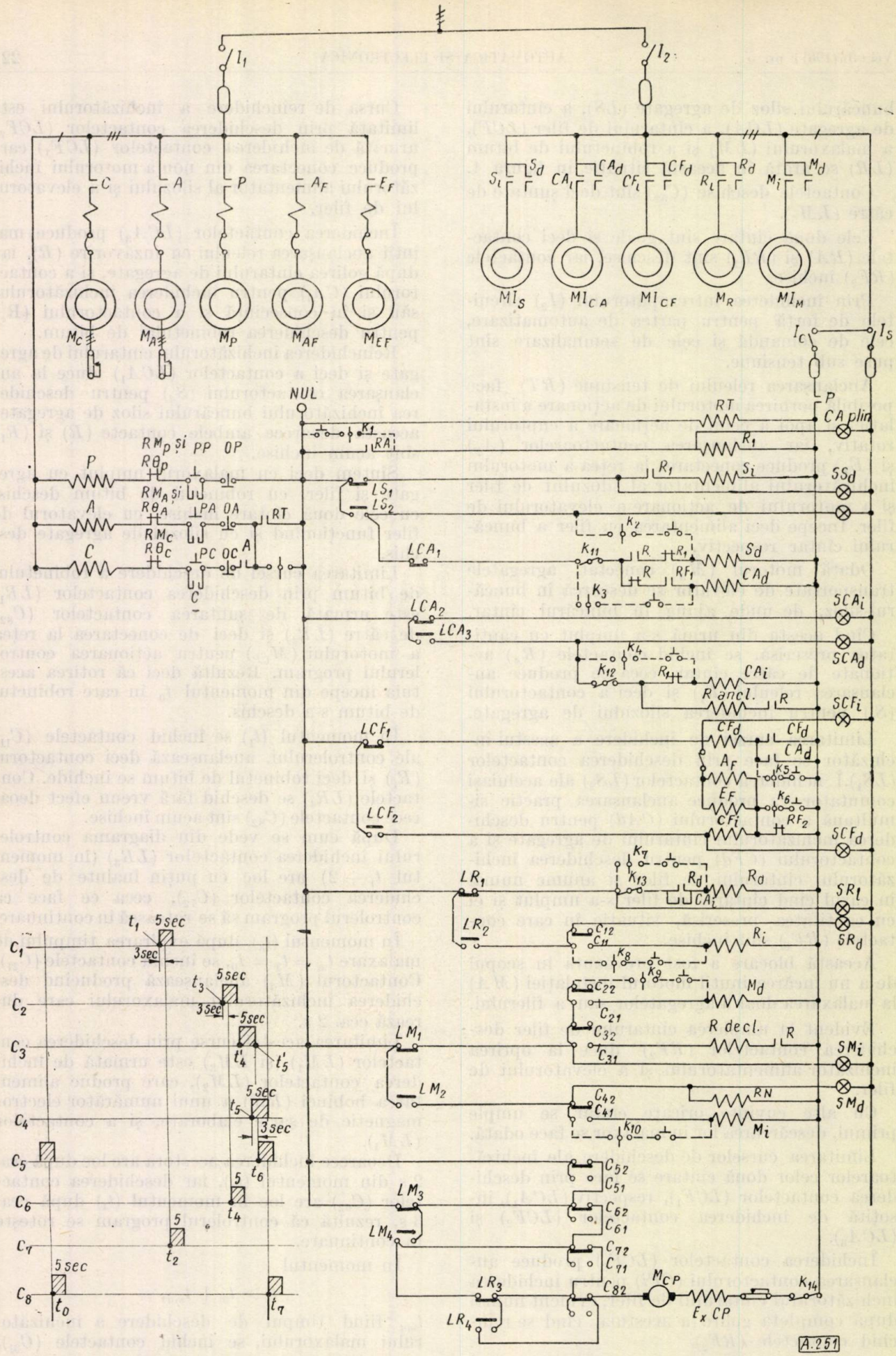


Fig. 4. Schema electrică desfăşurată a instalaţiei de automatizare a procesului de preparare a mixturilor asfaltice.

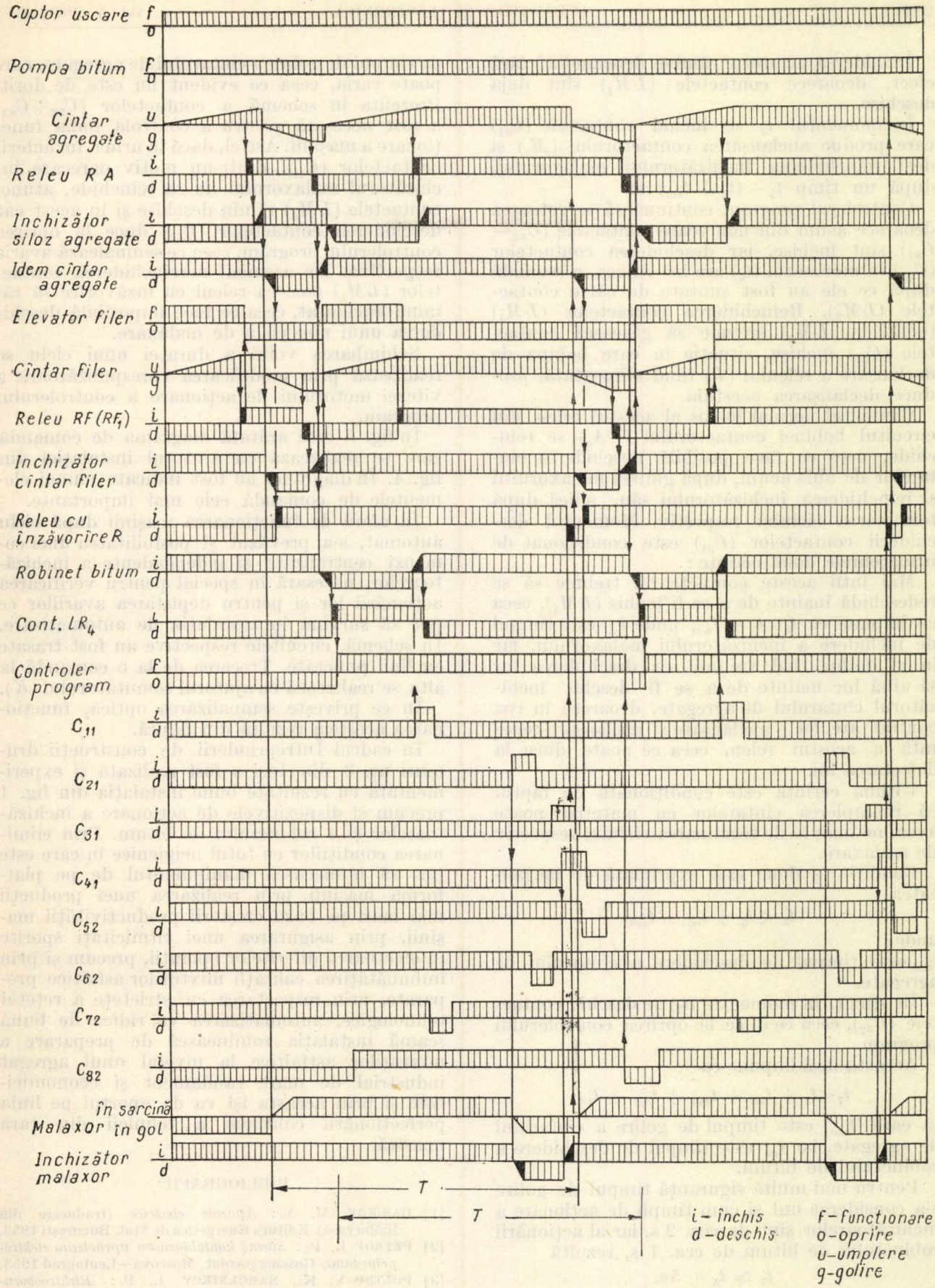


Fig. 5. Diagrama de comandă corespunzătoare instalației din fig. 4.

Închiderea acestora rămîne deocamdată fără efect, deoarece contactele (LM_1) sînt deja deschise.

În momentul t_5 se închid contactele (C_{41}) care produc anclanșarea contactorului (M_1) și deci reînchiderea închizătorului malaxorului, după un timp $t_5 - (t_3 + t_{md})$ s.

Controlerul program continuă să se rotească deoarece acum din nou toate contactele ($C_{52} - C_{82}$) sînt închise, iar deschiderea contactelor (C_{52}) în momentul (t_6) are loc cu cca. o secundă după ce ele au fost șuntate de către contactele (LM_3). Reînchiderea contactelor (LM_1) (odată cu LM_3) trebuie să găsească contactele (C_{31}) închise, situație în care bobina de declanșare a releului (R) fiind alimentată, produce declanșarea acestuia.

Contactul normal închis al acestui releu din circuitul bobinei contactorului (CA_d) se reînchide, ceea ce face posibilă deschiderea cîntarelor de abia acum, după golirea malaxorului și reînchiderea închizătorului său, adică după terminarea ciclului respectiv. Momentul deschiderii contactelor (C_{31}) este condiționat de următoarele două cerințe:

Mai întîi aceste contacte nu trebuie să se redeschidă înainte de a se fi închis (LM_1), ceea ce impune ca $t'_5 < t_5 + t_{mi}$, unde t_{mi} este timpul de închidere a închizătorului malaxorului, iar în al doilea rînd trebuie ca deschiderea lor să aibă loc înainte de a se fi deschis închizătorul cîntarului de agregate, deoarece în caz contrar are loc o anclanșare și declanșare repetată a acestui releu, ceea ce poate duce la defectarea lui.

Ultima cerință este condiționată de faptul că reumplerea cîntarelor cu material poate avea loc înainte de terminarea ciclului respectiv de malaxare.

Condiția a doua este exprimată de inegalitatea

$$t'_5 < t_5 + t_{mi} + t_{cad},$$

unde

t_{cad} este timpul de deschidere a cîntarului de agregate.

În sfîrșit, în momentul (t_7) se deschid contactele (C_{82}), ceea ce duce la oprirea controlerului program.

Aceasta însă impune ca

$$t_7 < t_5 + t_{mi} + t_{cad} + t_{cag} + t_{rd}$$

în care (t_{cag}) este timpul de golire a cîntarului de agregate, iar t_{rd} este timpul de deschidere a robinetului de bitum.

Pentru mai multă siguranță timpul de golire s-a considerat nul și cum timpii de acționare a închizătoarelor sînt de cca. 2 s, iar al acționării robinetului de bitum de cca. 1 s, rezultă

$$t_7 \simeq t_5 + 5\,\text{s}.$$

În caz contrar deschiderea contactelor (C_{82}) nu duce la oprirea controlerului program, iar în acest caz timpul de curgere a bitumului depinde de timpul de golire a cîntarului de agregate, care poate varia, ceea ce evident nu este de dorit. Prezența în schemă a contactelor ($C_{52} \div C_{82}$) a fost necesară pentru a controla buna funcționare a mașinii. Astfel, dacă în urma închiderii contactelor (C_{41}), dintr-un motiv oarecare închizătorul malaxorului nu se reînchide, atunci contactele (LM_3) rămîn deschise și în acest caz deschiderea contactelor (C_{52}) duce la oprirea controlerului program, ceea ce semnalează avaria respectivă. De asemeni nereînchiderea contactelor (LM_1) face ca releul cu înzăvorîre să rămînă anclanșat, ceea ce face imposibilă deschiderea unui nou ciclu de malaxare.

Schimbarea voită a duratei unui ciclu se realizează prin modificarea corespunzătoare a vitezei motorului de acționare a controlerului program.

În fig. 5 este arătată diagrama de comandă care se realizează cu ajutorul instalației din fig. 4. În diagramă au fost indicate numai elementele de comandă cele mai importante.

În afară de funcționarea mașinii după ciclu automat, s-a prevăzut și posibilitatea unei comenzi centralizate și independente a închizătoarelor, necesară în special pentru verificarea acționării lor și pentru depistarea avariilor ce pot să survină în instalația de automatizare. În schemă, circuitele respective au fost trasate cu linii punctate. Trecerea de la o comandă la alta se realizează cu ajutorul comutatorului (K).

În ce privește semnalizarea optică, funcționarea acesteia rezultă din figură.

În cadrul Întreprinderii de construcții drumuri nr. 3 din Iași a fost realizată și experimentată cu rezultate bune instalația din fig. 4 precum și dispozitivele de acționare a închizătoarelor și a robinetului de bitum. Prin eliminarea condițiilor cu totul neigienice în care este pus să muncească manipulantul de pe platforma mașinii, prin realizarea unei producții mai mari pe baza creșterii productivității mașinii, prin asigurarea unei ritmicități sporite în efectuarea diferitelor operații, precum și prin îmbunătățirea calității mixturilor asfaltice preparate, prin respectarea cu strictețe a rețetei tehnologice, automatizarea va ridica de bună seamă instalația romînească de preparare a mixturilor astfaltice la nivelul unui agregat industrial de mare randament și economicitate și prin aceasta își va da aportul pe linia perfecționării continue a tehnicii din țara noastră.

BIBLIOGRAFIE

[1] BABIKOV M. A.: *Aparate electrice* (traducere din limba rusă). Editura Energetică de Stat. București 1953.

[2] PETROV L. P.: *Shemi kontaktornovo upravlenia elektroprivodami*. Gosenergoizdat, Moscova—Leningrad 1953.

[3] POLTEV V. K., SAMOLNIKOV L. P.: *Elektrooborudovaniem metalurghiceskih zavodov*. Metalurghizdat, Sverdlovsk—Moscova 1952.

[4] SIROTIN A. A.: *Avtomaticeskoe upravlenie electroprivodami*. Gosenergoizdat, Moscova—Leningrad 1959.

G. INDREAŞ*

Stabilizarea cîmpului magnetic la ciclotron

CZ 621.384.611.031.2:621.316.73

Intensitatea cîmpului magnetic la ciclotroanele moderne se situează în gama 13—18 kOe. Funcţionarea normală a acceleratorului necesită menţinerea intensităţii cîmpului magnetic din planul median la o valoare judicios constantă, ceea ce implică măsuri speciale de stabilizare.

Alimentarea electromagneţilor ciclotroanelor se face aproape exclusiv prin intermediul agregatelor rotative cu generatoare de curent continuu cu excitaţie independentă, a căror putere poate atinge sute de kilowaţi. Astfel, electromagnetul ciclotronului MZI este alimentat de către un generator de curent continuu 650 kW, 250 V, 2 600 A, antrenat de un motor sincron 720 kW, 6 000 V, 750 rot/min. Schema principială de alimentare (simplificată) a electromagnetului este redată în fig. 1.

Unul din polii generatorului *GCC* se conectează de obicei rigid la înfăşurarea electromagnetului *EMC*, iar al doilea prin intermediul unui automat *AA*, care asigură şi protecţia circuitului principal la suprasarcină (curentul de declanşare al automatului $I = 1{,}2\ I_n$). Pentru evitarea supratensiunilor periculoase care ar putea lua naştere la declanşare, contactele automatului *AA* se şuntează cu o rezistenţă de aproximativ 0,1 Ω. În circuitul principal se mai intercalează două şunturi: unul pentru măsurarea grosieră a curentului (*SM*) şi unul de precizie (*SP*).

Stabilirea valorii necesare a curentului se face cu ajutorul reostatului de excitaţie al

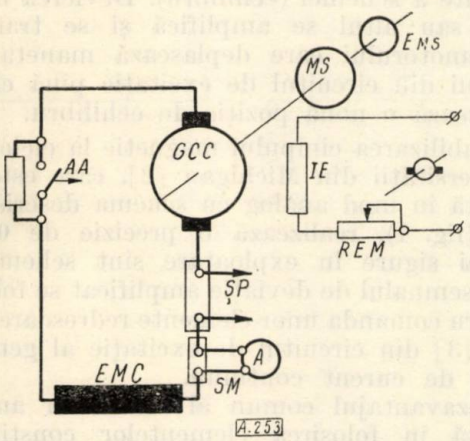


Fig. 1. Schema de alimentare electrică a înfăşurării electromagnetului ciclotronului MZI.

generatorului *REM*, prevăzut, în general, cu acţionare electrică şi comandă de la distanţă.

* G. INDREAŞ este cercetător la Institutul de Fizică Atomică.

Cerinţele impuse sistemului de stabilizare

În literatura de specialitate se arată că pentru buna funcţionare a acceleratorului, stabilizarea cîmpului magnetic de ordinul 0,01% este suficientă [1]. Experienţa acumulată între perioada relativ mare de funcţionare a ciclo-

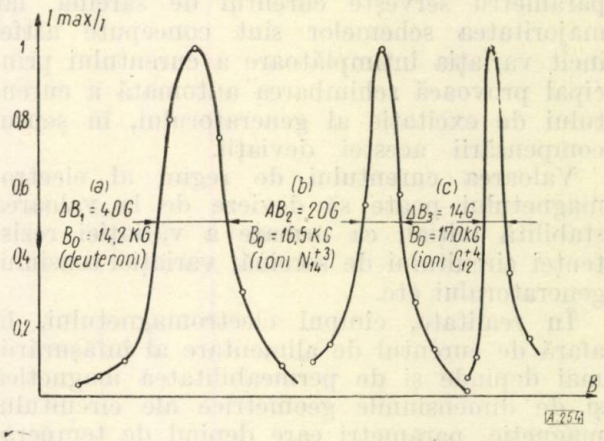


Fig. 2. Curbele de rezonanţă magnetică pentru trei ciclotroane diferite:

a — ciclotronul U-120; *b* — ciclotronul MZI; *c* — ciclotronul U-150
Valoarea inducţiei de rezonanţă (corespunzătoare maximului) este indicată în dreptul fiecărei curbe.

troanelor permite formularea mai concisă a acestor cerinţe.

Drept criteriu obiectiv de apreciere a gradului de stabilizare necesar, poate servi curba de acord (rezonanţă) a ciclotronului. În fig. 2 sînt reprezentate asemenea curbe de acord pentru trei ciclotroane diferite:

a) ciclotronul cu diametrul polilor 120 cm (IFA-Bucureşti); fascicul de deuteroni;

b) ciclotronul cu diametrul polilor 300 cm (MZI-Dubna); fascicul de ioni N_{14}^{+2};

c) ciclotronul cu diametrul polilor 150 cm; fascicul de ioni C_{12}^{+4}.

(Intensitatea curentului de ioni este dată în unităţi relative).

Valoarea ΔB — lăţimea curbei de acord considerată convenţional la nivelul de 0,5 I_{max} — variază de la caz la caz în funcţie de caracteristicile circuitului magnetic al ciclotronului (curba de magnetizare, punct de funcţionare) şi optica iniţială.

Experienţa arată că stabilizarea cîmpului magnetic superioară cu un ordin de mărime al valorii lui ΔB asigură funcţionarea stabilă a acceleratorului.

Din calcule simple reiese că dacă în cazul (*b*) cerinţa de stabilizare de ordinul 0,01% convine, pentru cazul (*a*) este mult majorată, iar pentru cazul (*c*), insuficientă.

Metodele principale de stabilizare

Metodele de stabilizare a cîmpului magnetic la acceleratoarele de tip ciclotron se pot clasifica în două grupe principale: *metode indirecte*, în care se folosește stabilizarea curentului de magnetizare, și *metode directe*, în care se folosește stabilizarea „după cîmp".

În cazul metodelor indirecte, problema stabilizării cîmpului se reduce la menținerea constantă a valorilor mari de curent continuu (sute și — în cazul ciclotroanelor mari — mii de amperi). În aceste scheme de stabilizare drept parametru servește curentul de sarcină, iar majoritatea schemelor sînt concepute astfel încît variația întîmplătoare a curentului principal provoacă schimbarea automată a curentului de excitație al generatorului, în sensul compensării acestei deviații.

Valoarea curentului de regim al electromagnetului poate să devieze de la valoarea stabilită inițial, ca urmare a variației rezistenței circuitului de sarcină, variației tensiunii generatorului etc.

În realitate, cîmpul electromagnetului, în afară de curentul de alimentare al înfășurării, mai depinde și de permeabilitatea magnetică și de dimensiunile geometrice ale circuitului magnetic, parametri care depind de temperatură. Trebuie să mai ținem seama și de faptul că intensitatea cîmpului magnetic pentru unul și același curent de alimentare poate varia de la o anclanșare la alta datorită fenomenului de histerezis. Deși ultimii factori sînt de natură secundară, totuși în cazurile în care pentru stabilizare se impun cerințe mai riguroase, simpla stabilizare a curentului electromagnetului nu rezolvă problema (Efectul de „post-acțiune magnetică" [5. a]. În aceste cazuri, drept parametru se folosește nemijlocit intensitatea cîmpului magnetic din întrefierul electromagnetului.

În schemele de stabilizare directă se folosesc traductoarele cele mai diferite. Dintre acestea amintim:

— spirala de bismut, a cărei rezistivitate depinde de intensitatea cîmpului magnetic, însă este incomodă prin faptul că necesită stabilizarea cu mare precizie a temperaturii spiralei traductor;

— fenomenul de rezonanță magnetică nucleară se folosește pe scară largă pentru asigurarea unei bune stabilizări în cazul cîmpurilor magnetice nu prea puternice (spectrometre β, etc.) [5a], [5b], [6]. Aceste scheme sînt relativ complicate. Utilizarea lor este însă îndreptățită prin performanțele superioare obținute. $\left(\text{Coeficient de stabilizare } K \frac{\Delta H}{H} \leqslant 2 \cdot 10^{-5}\right)$;

— tubul catodic folosit în calitate de indicator de zero [7] permite obținerea preciziei de ordinul 0,005% la stabilizarea cîmpurilor magnetice relativ intense.

Sînt cunoscute, de asemenea, scheme de stabilizare în care drept traductoare de cîmp magnetic se folosesc: bobina toroidală fără miez magnetic [8], traductoare cu permaloy etc.

Metodele de stabilizare indirectă

Cele mai simple și mai comode sînt, fără îndoială, metodele de stabilizare a curentului electromagnetului. Funcționarea schemelor de stabilizare de acest tip poate fi urmărită după schema de principiu din fig. 3.

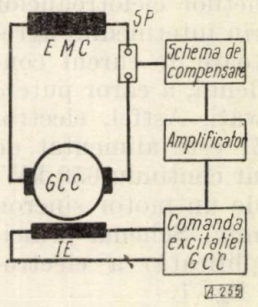


Fig. 3. Schema bloc a stabilizării curentului de magnetizare

În circuitul de alimentare al electromagnetului *EMC* este intercalat șuntul de precizie *ȘP*, iar tensiunea de la bornele *ȘP* — proporțională cu curentul de magnetizare — se utilizează în calitate de semnal. (Șuntul folosit în schema de stabilizare a electromagnetului la ciclotronul MZI este de tipul ȘM-60/2 cu plăci de manganin și răcire cu ulei. Tensiunea la borne pentru valoarea nominală a curentului este 2,2 V ± 10%). Diferența de tensiune de la bornele *ȘP* se aplică la intrarea schemei de compensație care poate fi destul de diferită ca execuție. În schemele mai vechi, tensiunea de la bornele *ȘP* se măsura printr-o metodă de compensație cu ajutorul unui galvanometru sensibil (fig. 4). Spotul luminos al galvanometrului *G* cade concomitent pe două celule fotoelectrice cuplate în opoziție, poziția de zero a indicatorului corespunzînd situației compensate a schemei (echilibru). Devierea într-un sens sau altul se amplifică și se transmite servomotorului care deplasează maneta reostatului din circuitul de excitație pînă cînd se realizează o nouă poziție de echilibru.

Stabilizarea cîmpului magnetic la ciclotronul Universității din Michigan [2], care este concepută în mod analog cu schema descrisă mai sus (fig. 4), realizează o precizie de 0,02%.

Mai sigure în exploatare sînt schemele în care semnalul de deviație amplificat se folosește pentru comanda unor elemente redresoare reglabile [3] din circuitul de excitație al generatorului de curent continuu.

Dezavantajul comun al schemelor amintite constă în folosirea elementelor constituante eterogene: mărimi și elemente tipic electrice interacționează cu elemente optice și subansamble mecanice. Complicațiile suplimentare ivite la asamblarea elementelor atît de diferite au făcut ca, în prezent, să se treacă la scheme de stabilizare concepute exclusiv pe elemente și mărimi electrice.

Drept exemplu, în acest sens, poate servi schema de stabilizare a curentului la ciclotronul Universităţii din Columbia [4], în care variaţiile tensiunii de la bornele şuntului de precizie se compară cu o tensiune etalon, iar

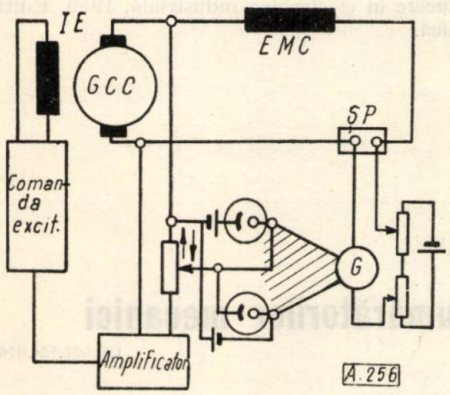


Fig. 4. Schemă de compensare diferenţială.

semnalul de deviaţie este amplificat cu ajutorul unui amplificator electronic.

Ţinînd seama de faptul că în schema dată se prevede un reglaj de „tip pătratic" — semnalul amplificat acţionează asupra circuitului de excitaţie al excitatricei, comandînd deci curenţi slabi: în calitate de redresor comandat au putut fi folosite tuburi electronice (tetrode de putere legate în paralel). În cazul curenţilor mai mari, drept redresoare comandate, în locul tuburilor electronice, se folosesc tiratroanele.

Astfel în schema de stabilizare a curentului la ciclotronul MZI se foloseşte un redresor simplu cu tiratroane (montaj trifazic în stea), utilizînd tuburi de tip TG-1-5/3. Comanda tiratroanelor se realizează în circuitul grilei prin variaţia fazei de aprindere. Momentul de aprindere a tiratronului, determinat de potenţialul anodului şi grilei în raport cu catodul, depinde de alura caracteristicii de amorsare. În funcţie de variaţia fazei de aprindere [10] comanda tiratroanelor se poate realiza fie prin „comanda de amplitudine" (forma de undă a tensiunii de grilă), fie prin „comanda de defazare" (defazare variabilă a tensiunii de grilă).

Schema de stabilizare a ciclotronului MZI

Aceasta lucrează prin „comanda de amplitudine" a tiratroanelor. În cazul de faţă, tensiunea de grilă se compune dintr-o tensiune sinusoidală constantă U_s şi o tensiune de comandă U_c. Tensiunea de comandă la rîndul ei are două componente:

— o tensiune de negativare constantă U_n, care determină punctul extrem de funcţionare a tiratronului (tensiunea U_n este generată de un redresor cu seleniu care debitează pe un potenţiometru) (fig. 5);

— tensiunea de ieşire U_e a amplificatorului de curent continuu la intrarea căruia se aplică semnalul de deviaţie.

Suma algebrică a acestor două tensiuni se aplică în secundarul transformatorului de grilă *TS*.

În scopul acoperirii gamei de reglaj a fazei de amorsare în limitele $0 + \pi$, tensiunea sinusoidală U_s este decalată faţă de tensiunea anodică cu $\sim \frac{\pi}{2}$. În acest caz, prin variaţia valorii tensiunii de comandă U_c între valorile extreme, negativă şi pozitivă, tensiunea redresată variază între 0 şi valoarea maximă.

Funcţionarea schemei de stabilizare a ciclotronului MZI poate fi urmărită după schema-bloc din fig. 5. Tensiunea de la bornele divizorului potenţiometric (Tip P 317 cu 4 decade) conectat la şuntul de precizie *ŞP* se compară cu tensiunea elementului etalon E_N, iar diferenţa lor se aplică la intrarea amplificatorului de curent continuu, unde, prin intermediul releului polarizat *RP*, este transformată în semnale alternative. La ieşirea amplificatorului se găseşte un detector sensibil la fază, care retransformă semnalul amplificat în tensiune continuă pentru comanda tiratronului din circuitul de excitaţie al generatorului de curent continuu *GCC*.

Amplificatorul electronic este format din cinci etaje. Din acestea primele patru sînt etaje cu sarcină rezistivă, iar al cincilea, un repetor catodic. Pentru a mări stabilitatea schemei faţă de semnalele parazite, amplificatorul are selecţie de bandă în regiunea 240 Hz. Coeficientul de amplificare este de $\sim 10\,000$ (pentru 1 mV intrare)

Pentru aprecierea coeficientului de stabilizare a cîmpului magnetic la ciclotronul MZI s-au

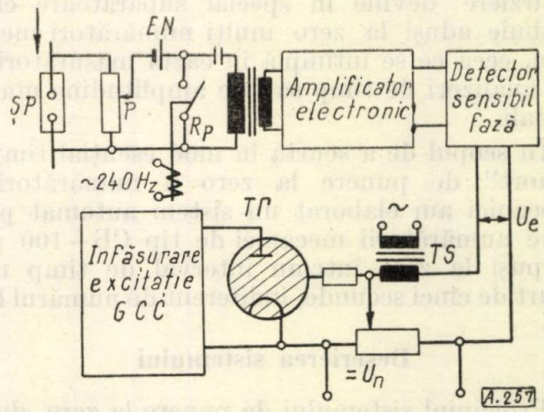


Fig. 5. Schema de stabilizare a ciclotronului MZI.

făcut măsurători repetate pentru perioada de 6—8 ore de funcţionare continuă. Măsurătorile făcute confirmă calităţile schemei de stabilizare folosite ($K \leqslant 1{,}5 \times 10^{-4}$).

BIBLIOGRAFIE

[1] LIVINGSTON M. S.: The Cyclotron. Journ. of Applied Phys., 1944.
[2] LAWSON I. L.: Rev. Scient. Instr. *10* (1939), nr. 10, 304.
[3] ROGERS E. T.: Rev. Scient. Instr. *10* (1939), nr. 3, 104
[4] ANDERSON H. L.: Rev. Scient. Instr. *8* (1937), 497.
[5] EGOROV Y. S.: Priborî i tehn. eksper. a) 1956, nr. 2, 80. b) 1957, nr. 5, 41.
[6] KONSTANTINOV Y. S.: Priborî i tehn. eksper. 1957, nr. 3, 61.
[7] JUKOV V. V.: Priborî i telen. eksper, 1958, nr. 2, 41.
[8] PEREGUD B. P.: Priborî i tehn. eksper, 1958, nr. 5, 64.
[9] VALERIU A.: Studii şi cercetări de fizică, 1959, nr. 2, 329.
[10] BAIDA L. I.: Elektronîe usiliteli post toka. GEI, 1953.
[11] TĂNĂSESCU T., VAZACA CHR., BERLADSKI M.: Introducere în electronica industrială, 1959, Editura Tehnică.

NOTE DE LABORATOR

M. CRISTU, N. SCÎNTEIE, V. SAVU, D. DORCIOMAN, V. COJOCARU

Sistem automat pentru punerea la zero a numărătorilor mecanici

CZ 621.124.076 : 621–52

Unul dintre aparatele care este întîlnit aproape în toate cercetările nucleare sau în diferite lucrări cu radiaţii nucleare este numărătorul de impulsuri. Informaţiile date de un asemenea aparat apar la un numărător electronic urmat de obicei de un numărător mecanic sau, uneori, direct la un numărător mecanic. După terminarea unei măsurători şi citirea datelor înregistrate, numărătorul electronic se aduce în poziţia de zero printr-o simplă apăsare de buton care „şterge" toate beculeţele cu neon ale numărătorului. Punerea la zero a numărătorului mecanic cere însă o manevrare manuală prin intermediul unor butoane şi angrenaje care aduc indicaţia de zero a cadranului în dreptul acului indicator al numărătorului. Această manevrare răpeşte din timpul necesar măsurătorilor, ceea ce nu este de dorit atunci cînd se lucrează cu izotopi de viaţă scurtă sau cu probe în curs de activare (cazul lucrărilor la reactor sau ciclotron). Această întîrziere devine în special supărătoare cînd trebuie aduşi la zero mulţi numărători mecanici, ceea ce se întîmplă în cazul măsurătorilor cu analizori de timp sau de amplitudine multicanali.

În scopul de a scurta în mod esenţial timpul „mort" de punere la zero a numărătorilor mecanici am elaborat un sistem automat prin care numărătorii mecanici de tip СБ—100 pot fi puşi la zero într-un interval de timp mai scurt de cinci secunde, indiferent de numărul lor.

Descrierea sistemului

Principiul sistemului de punere la zero, după ce informaţia a fost culeasă, constă în trimiterea unor impulsuri electrice în circuitul de acţionare al numărătorului mecanic care deplasează rapid acul indicator al numărătorului către poziţia zero a cadranului. În dreptul poziţiei de zero s-a introdus o piesă metalică elastică cu care acul indicator, ajuns la zero, intră în contact (vezi fig. 1). Această piesă confecţionată din sîrmă inoxidabilă de $\varnothing = 0{,}3$ mm este izolată de masa numărătorului şi pusă în legătură prin condensatorul C (fig. 2) de 0,1 μF, cu grila tubului care acţionează numărătorul mecanic. În momentul în care acul indicator al numărătorului intră în contact cu piesa amintită se închide un circuit şi impulsurile care acţionează numărătorul mecanic se scurg la masă prin acul indicator al acestuia. Astfel acul indicator al numărătorului rămîne oprit în poziţia de zero.

Operaţia de punere la zero se face prin intermediul unui comutator cu două poziţii („ştergere" — „numărare"). În poziţia de „ştergere" a comutatorului se închide circuitul amintit mai sus şi simultan se conectează la intrarea circuitului de acţionare a numărătorului

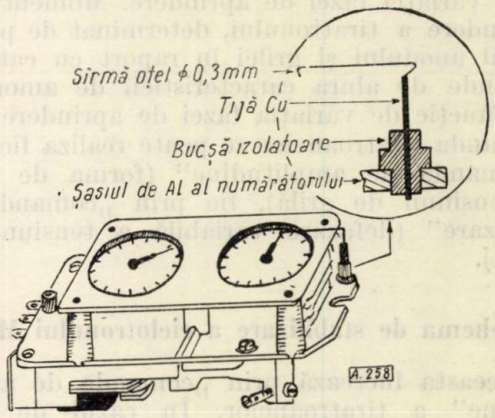


Fig. 1. Carcasa numărătorului mecanic СБ — 100 (se arată locul de fixare al piesei elastice, iar în medalion se indică în detaliu structura sa).

un generator de impulsuri, iar în poziţia de „numărare" aceste legături se deconectează şi numărătorul este gata pentru o nouă măsură-

toare. Piesa elastică introdusă în dreptul poziţiei de zero nu împiedică funcţionarea normală a numărătorului în timpul înregistrării.

Sistemul de punere la zero descris de noi acţionează asupra primului cadran al numărătorului СБ—100 şi poate fi aplicat la orice tip de numărător mecanic.

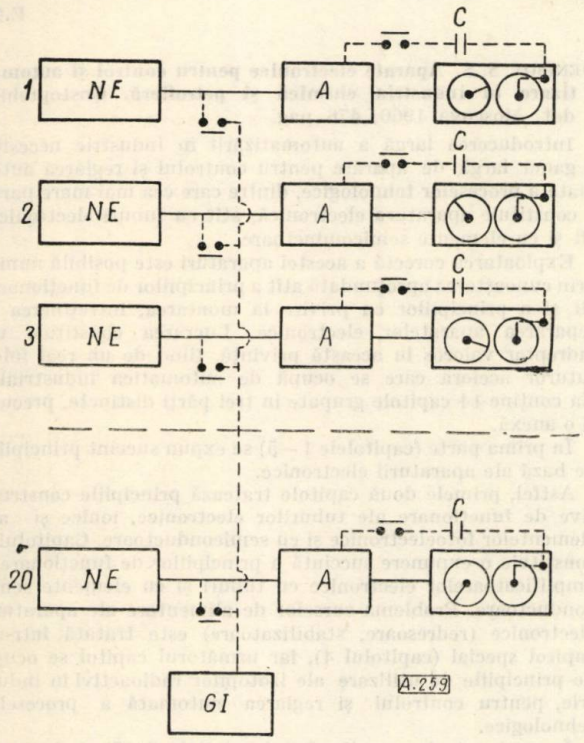


Fig. 2. Schema bloc a părţii de informaţie a analizorului cu 20 canale:

NE — numărătorii electronici; *GI* — generatorul de impulsuri; *A* — circuitele de acţionare ale numărătorilor mecanici (în linii punctate este figurat sistemul automat de punere la zero introdus).

Aplicarea sistemului

Sistemul de punere la zero, descris mai sus, a fost aplicat cu succes unui analizor de amplitudine cu 20 canale [1] care funcţionează la Institutul de Fizică Atomică. În fig. 2 este arătată schema bloc a părţii de informaţie a analizorului (trasată în linie plină) şi cea a sistemului de punere la zero automată introdus de noi (trasat în linie punctată). Cele două serii

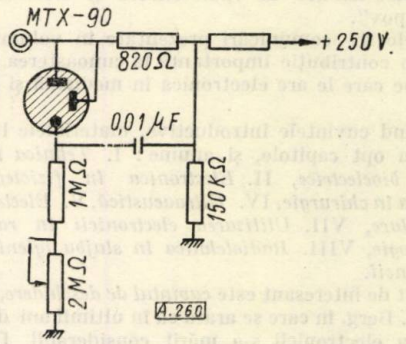


Fig. 3. Schema generatorului de impulsuri.

de contacte care se văd în această figură sînt acţionate simultan de un singur comutator în cele două poziţii („ştergere" — „numărare"). Generatorul care furnizează impulsurile pentru punerea la zero are o schemă simplă (fig. 3).

Acest sistem automat de punere la zero a numărătorilor mecanici reduce substanţial timpul necesar măsurătorilor, asigură precizia punerii la zero şi prezintă o mare siguranţă în funcţionare.

BIBLIOGRAFIE

[1] D. DORCIOMAN, V. COJOCARU şi M. CRISTU: Studii şi cercetări de fizică. Anul *X*, 591 (1959).

Expoziţia tehnică germană de instrumente şi aparate de precizie

În luna iunie 1961, a fost organizată la Bucureşti, în sala sporturilor Floreasca, expoziţia tehnică germană de instrumente şi aparate de precizie realizate de uzinele „Karl Zeiss Jena" din Republica Democrată Germană.

Dintre instrumentele şi multiplele produse ale uzinelor Zeiss au fost prezentate în cadrul expoziţiei următoarele: microscoape pentru cercetări ştiinţifice şi laboratoare metalurgice, aparate pentru măsurări de precizie pe roţi dinţate cilindrice, aparate fizico — optice de măsurat pentru industria chimică şi laboratoarele acesteia, diferite instrumente medicale pentru învăţămîntul ştiinţific, instrumente geodezice de topometrie, aparate fotogrammetrice de cartografie, aparate astronomice, aparate pentru tehnica vidului, fotocelule etc. De asemenea în cadrul acestei expoziţii au fost prezentate diferite aparate de precizie ale tehnicii reglării. Printre aceste exponate au prezentat interes pentru specialiştii în automatică din ţara noastră regulatoarele pneumatice, regulatoarele electronice, sau electropneumatice pentru automatizări industriale, precum şi dispozitivele electronice de măsură şi control.

Pe toată durata expoziţiei, specialişti şi tehnicieni din R. D. Germană au prezentat vizitatorilor exponatele, dînd explicaţii cu privire la construcţia şi performanţele aparatelor respective precum şi utilizarea lor în producţie şi cercetare. Cu viu interes vizitatorii au vizionat filmele documentare prezentate şi au audiat conferinţele ţinute de specialiştii din R.D. Germană în cadrul acestei expoziţii.

Gh. V

RECENZII

Electronica în medicină (Sub redacţia acad. A. I. BERG) Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad, 1960, 392 pag.

În acest volum se prezintă lucrările primei conferinţe unionale de aplicare a electronicii în biologie şi medicină, conferinţă ce s-a ţinut la Moscova în ianuarie 1959.

Atît conferinţa, cît şi volumul de faţă s-au bucurat de dublul patronaj al Comitetului unional pentru radiofizică şi radiotehnică al Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S. şi al societăţii ştiinţifico-tehnice de radiotehnică şi electrocomunicaţii „A. S. Popov".

Prin cele 47 comunicări prezentate în volumul de faţă, se aduce o contribuţie importantă la cunoaşterea multiplelor aplicaţii pe care le are electronica în medicină şi biologie în U.R.S.S.

Exceptînd cuvintele introductive, materialele lucrării sînt grupate în opt capitole, şi anume: I. *Tehnica înregistrării proceselor bioelectrice*, II. *Electronica în fizioterapie*, III. *Electronica în chirurgie*, IV. *Ultraacustică*, V. *Electrostimulare*, VI. *Modelare*, VII. *Utilizarea electronicii în radiologie şi roentgenologie*, VIII. *Radiotehnica în slujba igienii şi a protecţiei muncii.*

Deosebit de interesant este *cuvîntul de deschidere*, semnat de acad. A. I. Berg, în care se arată că în ultimii ani domeniul de utilizare a electronicii s-a mărit considerabil. După unele consideraţii generale asupra acestui domeniu, sînt prezentate măsuri luate în Uniunea Sovietică în direcţia dezvoltării electronicii. Astfel, la 14 ianuarie 1960, Comitetul Central al P.C.U.S. şi Consiliul de Miniştri al U.R.S.S. au adoptat o hotărîre cu privire la măsurile ce trebuie luate pentru îmbunătăţirea continuă a serviciului medical şi apărarea sănătăţii în U.R.S.S. Această hotărîre trasează şi o serie de sarcini Comitetului de stat pentru radioelectronică.

Conferinţa la care ne referim se înscrie tocmai pe linia aceasta.

Al doilea referat general, prezentat în lucrare, se datoreşte lui V. V. Parin şi se intitulează „Utilizarea radioelectronicii în medicină şi biologie". Se expun unele principii generale privind aparatele electronice pentru înregistrarea curenţilor electrici de origine biologică, studierea fenomenelor bioelectrice, electronica şi studiul activităţii cordului, dispozitivele moderne pentru diagnosticul funcţional, cibernetica şi medicina etc.

Trecînd la referate de specialitate, din prima grupă amintim cîteva titluri: „Osciloscopia electronică în diagnosticarea maladiilor cordului", „Cardiociclograf", „Dispozitiv electronic de diferenţiere pentru analiza proceselor fiziologice", „Măsurarea electrică a mărimilor mecanice în cercetarea fiziologică", „Arteropiezograf portabil".

Din a doua grupă amintim referatul cu privire la utilizarea microundelor în fizioterapie şi cercetarea biologică, ca şi referatul cu privire la paraziţii radiofonici produşi de aparatele electromedicale.

Grupa de referate „Electronica în chirurgie" cuprinde trei referate, dintre care două cu privire la utilizarea televiziunii în culori în chirurgie. Al treilea referat descrie cîteva aparate utilizate în chirurgie, ca diatermocoagulator pentru chirurgie oculară şi defibrilator portabil.

În ceea ce priveşte utilizarea ultrasunetelor, se prezintă numai două referate: „Bazele fizice şi tehnice ale utilizării ultrasunetelor în biologie şi medicină" şi „Aparatura de ultrasunete în medicină".

Electrostimularea este reprezentată prin trei aparate: „Impulsurile de curent de joasă frecvenţă în terapie şi diagnostic", „Aparatură pentru electrostimulare, clinică şi universală", „Cercetarea caracteristicilor tranzitorii".

Este interesant să menţionăm faptul că problemele modelării electronice formează obiectul unei grupe speciale de referate. Menţionăm aici cunoscutul aparat sovietic pentru modelarea cordului; este vorba despre un aparat electronic care produce o tensiune variabilă în timp, asemănătoare cu semnalele ce se înregistrează la electrocardiogramă.

Dintre celelalte lucrări, menţionăm: „Metodele de cercetare a organismelor vii cu ajutorul izotopilor" şi „Electronica şi protecţia muncii".

După cum a rezultat şi din sumara prezentare de mai sus, lucrările din volumul recenzat sînt deosebit de interesante, atît prin ideile generale dezvoltate, cît şi prin schemele principiale ale unor aparate.

Lucrarea este de un real folos tuturor celor care se ocupă de utilizarea electronicii în medicină şi biologie.

E.N.

DENISOV S. S. **Aparate electronice pentru control şi automatizare în industria chimică şi petrolieră.** Gostoptehizdat, Moscova 1960, 476 pag.

Introducerea largă a automatizării în industrie necesită o gamă largă de aparate pentru controlul şi reglarea automată a proceselor tehnologice, dintre care cea mai mare parte o constituie aparatura electronică, atît cu tuburi electronice, cît şi cu elemente semiconductoare.

Exploatarea corectă a acestei aparaturi este posibilă numai prin cunoaşterea aprofundată atît a principiilor de funcţionare, cît şi a principiilor cu privire la montarea, întreţinerea şi repararea aparatelor electronice. Lucrarea constituie un îndreptar valoros în această privinţă, fiind de un real folos tuturor acelora care se ocupă de automatica industrială. Ea conţine 14 capitole grupate în trei părţi distincte, precum şi o anexă.

În prima parte (capitolele 1—5) se expun succint principiile de bază ale aparaturii electronice.

Astfel, primele două capitole tratează principiile constructive de funcţionare ale tuburilor electronice, ionice şi ale elementelor fotoelectronice şi cu semiconductoare. Capitolul 3 constituie o expunere succintă a principiilor de funcţionare a amplificatoarelor electronice cu tuburi şi cu elemente semiconductoare. Problema surselor de alimentare ale aparaturii electronice (redresoare, stabilizatoare) este tratată într-un capitol special (capitolul 4), iar următorul capitol se ocupă de principiile de utilizare ale izotopilor radioactivi în industrie, pentru controlul şi reglarea automată a proceselor tehnologice.

În partea a doua a lucrării (capitolele 6—8) se tratează problemele generale ale exploatării şi întreţinerii aparatelor electronice. Astfel, capitolul 6 conţine prescripţiile generale de măsurare la verificarea, întreţinerea şi repararea aparaturii electronice. Metodele generale de încercare şi verificare a principalelor unităţi constitutive ale aparatelor electronice sînt expuse în capitolul 7, iar regulile generale privind montarea, exploatarea şi repararea aparaturii electronice sînt expuse în capitolul următor.

În partea a treia a lucrării (capitolele 9—14), se descriu o serie de aparate electronice, utilizate în industria chimică şi petrolieră pentru controlul şi reglarea automată a proceselor tehnologice.

Astfel în capitolul 9 se descriu punţile şi potenţiometrele electronice, precum şi aparatele secundare electronice cu traductoare cu transmitere inductivă a măsurărilor.

Următorul capitol conţine cîteva tipuri de bază de *p*H-metre electronice, iar în capitolul 11 se tratează aparatele electronice de analiză a compoziţiei lichidelor, bazate pe metode chimice precum şi conductometrele electronice.

Capitolul 12 conţine rotometrele electronice regulatoare de debite, atît pentru gaze, cît şi pentru lichide (debite mici).

În capitolul 13 se examinează releele electronice de diverse tipuri, precum şi aparatele electronice de semnalizare şi blocare.

Ultimul capitol al lucrării conţine o serie de indicaţii privitoare la noi tipuri de aparate de control şi reglare automată electronice, realizate de curînd în Uniunea Sovietică (umidometre electronice, bazate pe măsurarea variaţiei constantei dielectrice, analizoare de gaze cromatografice).

Lucrarea conţine şi o anexă, în care se indică o serie de date uzuale: caracteristici de tuburi şi alte elemente electronice, explicarea notaţiilor şi simbolurilor folosite, precum şi date practice cu privire la construirea înfăşurărilor transformatoarelor şi bobinelor.

Prin materialul prezentat şi modul de expunere respectiv, lucrarea este de un ajutor preţios în munca tuturor acelora ce lucrează în domeniul automaticii industriale (proiectare, montare, ateliere metrologice), evidenţiind totodată însemnătatea covîrşitoare a aparaturii electronice în automatizările industriale.

Gh. R. I.

MAIYELI M. M., **Bazele automatizării proceselor tehnologice** (Osnovîi avtomatizaţii tehnologhiceskih proţesov), Izdatelstvo Naucisso-Tehniceskoi Literaturî, Moscova 1960, 887 pag.

Lucrarea constituie o expunere unitară a bazelor teoretice şi tehnice ale automatizării industriale, tratînd aspectele generale ale acestei discipline, indiferent de particularităţile proceselor tehnologice care se automatizează. În total lucrarea conţine o introducere şi 19 capitole.

După ce se caracterizează, în introducere, aspectele generale ale automatizărilor industriale, se tratează în primele două capitole dispozitivele fundamentale utilizate în instalaţiile de măsură şi reglare automată, precum şi cîteva principii de bază ale tehnicii măsurărilor. Capitolele 3–8 tratează metodele şi aparatele concrete utilizate în industrie pentru măsurarea principalelor mărimi fizice: temperatura, presiunea şi vidul, debitul şi cantitatea, densitatea şi viscozitatea, compoziţiile amestecurilor de gaze şi concentraţiile lichidelor, precum şi dimensiunile geometrice ale corpurilor. Următoarele patru capitole tratează problemele generale de acţionări, conducere automată, telemecanică şi acţionări automatizate. Astfel, în capitolul 9 se expun sistemele de acţionări sincronizate şi de servosisteme, iar în capitolul 10 se indică sistemele de conducere automată principale, utilizate în maşinile unelte. Sistemele de acţionări electrice automatizate sînt expuse în capitolul 11, iar capitolul următor constituie o expunere succintă a bazelor teoretice ale telemecanicii.

Capitolele 13–15 conţin bazele teoretice generale ale reglării automate. Astfel, în capitolul 13 se examinează proprietăţile şi caracterizarea generală a obiectelor reglării automate (instalaţiilor automatizate). În capitolul 14 se tratează în detaliu bazele matematice şi teoretice ale sistemelor automate: ecuaţiile blocurilor componente ale sistemelor automate (regimul tranzitoriu), caracteristicile amplitudine-fază, caracteristicile logaritmice, algebra blocurilor sistemelor automate, transformarea Laplace şi aplicaţiile ei. În sfîrşit, în capitolul 15 se expun schemele de bază ale sistemelor automate industriale, problema generală a stabilităţii sistemelor automate şi criteriile de stabilitate, noţiuni asupra sistemelor automate neliniare, problema calităţii sistemelor automate şi a introducerii elementelor corectoare în circuitele de reglare, studiindu-se în consecinţă problema ajustării regulatoarelor în vederea optimalizării comportării lor în procesele de reglare industriale.

În capitolul 16 se tratează principalele tipuri de regulatoare industriale: regulatoare cu acţiune directă, regulatoare electrice, regulatoare hidraulice şi regulatoare pneumatice.

Capitolul următor conţine o serie de scheme curente de reglare automată utilizate în diverse procese tehnologice din industria metalurgică, industria chimică, industria uşoară. În capitolul 18 se tratează o serie de probleme generale legate de exploatarea mijloacelor de automatizare: reguli de protecţie împotriva pericolului de explozie, reguli specifice privind exploatarea aparaturii, tablouri de control şi comandă, principiul semnalizărilor automate la tablourile de control şi în sfîrşit principiul înregistrării cifrice a valorilor principalilor parametri tehnologici.

Ultimul capitol al lucrării conţine principiile generale ale analizei eficacităţii tehnico-economice a automatizării proceselor tehnologice, indicîndu-se o serie de criterii şi metode generale utilizate pentru aprecierea acestor indici.

Prin bogatul material conţinut, lucrarea este valoroasă pentru toţi acei ce lucrează în domeniul automaticii, atît în cercetare şi proiectare, cît şi în montare şi exploatare. Lucrarea evidenţiază caracterul unitar al automaticii ca disciplină, indiferent de condiţiile specifice ale automatizărilor diferitelor procese tehnologice. Totodată, ea evidenţiază rolul şi importanţa aparatelor de măsurare a mărimilor fizice caracteristice proceselor automatizate şi în acest sens importanţa şi universalitatea electronicii, precum şi rolul teoriei în analiza şi elaborarea schemelor de automatizări industriale.

Gh. R. I.

B. A. VOLÎNSCHI, V. E. BUCHMANN: **Modele pentru rezolvarea problemelor de limită.** Fizmatghiz, Moscova, 1960, Biblioteca fizico-matematică a inginerului, 451 pag., fig. 244, bibl. 11.

În ultimul timp metodele experimentale de rezolvare a problemelor fizicii, matematicii şi tehnicii cu ajutorul modelelor în general electronice au căpătat o mare extindere, aceasta în paralel cu dezvoltarea calculatoarelor digitale. Lucrarea de faţă, deosebit de valoroasă prin conţinutul ei, demonstrează în mod clar că deosebita dezvoltare pe care o cunoaşte în ultimul timp tehnica calculatoarelor digitale nu reduce cu nimic importanţa metodelor analogice.

Modelele studiate în lucrarea de faţă servesc pentru rezolvarea cu aproximaţie a problemelor descrise prin ecuaţii diferenţiale cu derivate parţiale cu anumite condiţii pe frontieră.

Lucrarea se compune din zece capitole, din care primul este o introducere, în care se face istoricul calculatoarelor electronice.

Capitolul al doilea pune problema, pornindu-se de la anumite fenomene fizice ce se întîlnesc în mod curent în industrie. Astfel se citează probleme termice, exploatarea raţională a cîmpurilor petrolifere, problema gazeificării subterane a cărbunilor, problema plană a elasticităţii, calculul lentilelor electronice şi alte probleme în care intervin ecuaţii cu derivate parţiale.

Capitolul al treilea tratează principiile matematice de rezolvare a problemelor cu condiţii date pe frontieră. În primul rînd se trec în revistă principalele tipuri de ecuaţii cu derivate parţiale ca şi principalele tipuri de condiţie la limită şi iniţiale. După aceasta se amintesc unele soluţii exacte ce se dau pentru unele cazuri particulare. Se trece apoi la prezentarea unor metode de integrare aproximativă.

Bagajul matematic din această parte este deosebit de variat, în afară de unele noţiuni privind teoria potenţialului, prezentîndu-se şi elemente de ecuaţii integrale şi elemente ale metodei Montecarlo.

De asemenea, se dau exemple de utilizare a principiilor variaţionale pentru rezolvarea problemelor la limită. Toate acestea arată că autorii au căutat să introducă pe cititor în arsenalul metodelor elaborate de matematicieni pentru rezolvarea prin calcul a problemelor la limită.

În subiectul propriu-zis al cărţii — modelarea — se intră de-abia prin capitolul IV, în care se studiază elemente de teoria reţelelor electrice utilizate pentru integrarea ecuaţiilor cu derivate parţiale. Se dau exemple de integrarea ecuaţiilor Laplace, Poisson, Fourier. De asemenea se studiază ecuaţia undelor, ecuaţia telegrafiştilor, ecuaţia lui Pochels, ecuaţia biarmonică. Se mai studiază ecuaţiile integrale şi se pune problema determinării valorilor proprii. Se arată metodica de rezolvare a ecuaţiei lui Schrödinger şi determinarea funcţiei lui Green.

După ce s-a arătat care este metodica punerii problemei într-o formă electrică, pentru obţinerea rezultatului este necesar să se efectueze măsurători pe reţea. Problema măsurării formează obiectul capitolului V. În general se recurge la metode de compensaţie sau la metode care perturbă cît mai puţin instalaţia în timpul măsurării.

Capitolul al VI-lea prezintă o serie de modele construite în Uniunea Sovietică pentru rezolvarea problemelor la limită. Se dă atît descrierea modelelor cît şi exemple de utilizarea lor. Din cele prezentate rezultă că în Uniunea Sovietică există o mare varietate de modele universale.

Pentru rezolvarea problemelor mai speciale se construiesc însă modele care prezintă unele particularităţi constructive şi de principiu.

Capitolul al VII-lea descrie o serie din modelele speciale construite în Uniunea Sovietică. Se dau astfel exemple de modele ce servesc la determinarea cîmpului magnetic, ca şi de modele pentru rezolvarea unor probleme plane de elasticitate.

Capitolul VIII se referă la aşa-numitele bucle de integrare. Se descriu unele modele construite în Uniunea Sovietică, se evaluează erorile realizate de unul din aparate, cu care ocazie se dezvoltă o frumoasă teorie matematică. Se dau exemple de integrale obţinute cu ajutorul maşinii studiate în acest capitol.

Capitolul IX studiază diverse modele electrice, utilizate pentru rezolvarea unor probleme la limită. În primul rînd se citează aparatul construit pentru studierea infiltrării apei în terenuri. Se dau exemple de modele de diferite naturi fizice (optice şi hidraulice).

Ultimul capitol — capitolul X — este foarte scurt, în el dîndu-se numai unele indicaţii asupra dezvoltării viitoare a modelelor destinate rezolvării problemelor la limită.

Lucrarea este deosebit de valoroasă, atît prin nivelul ei înalt cît şi prin bogatele informaţii privind progresele realizate în Uniunea Sovietică, în direcţia modelării electrice a problemelor la limită.

Cartea se adresează studenţilor şi specialiştilor ce lucrează în domeniul calculatoarelor analogice, ca şi celor care eventual doresc să integreze ecuaţii cu derivate parţiale, în condiţii date pe frontieră.

E. N.

TUCKER, G. K. şi WILLS, D. M.: **Tehnica simplificată a sistemelor de reglare.** (A Simplified Tehnique of Control System Engineering). Minneapolis-Honeywell Regulator Company, Philadelphia, 1960, 303 pag., 230 × 150.

Autorii şi-au propus să pună la îndemîna practicienilor o metodă grafică pentru analiza dinamică a sistemelor automate, utilizînd în acest scop numai procedeul „cu hîrtie şi creion" şi un număr mic de formule matematice simple.

Sistemele de reglare automată — existente sau în stare de proiect — sînt caracterizate printr-un număr de valori numerice care descriu atît sistemul cît şi procesul respectiv, de ex. mărimea aparatajului, valorile presiunii, debitelor, vitezelor de deplasare etc. Practicianul manipulează tocmai aceste valori numerice, a căror cunoaştere este esenţială din toate punctele de vedere.

Scopul cărţii este de a arăta care anume valori numerice sînt necesare pentru descrierea unui sistem de reglare automată, cum pot fi obţinute repede şi uşor şi cum trebuie utilizate informaţiile în scopul determinării performanţelor necesare şi mai ales cum trebuie interpretate rezultatele acestei analize.

În capitolul 1 este tratată problema analizei dinamice cu ajutorul răspunsului tranzitoriu. Cu ajutorul terminologiei uzuale şi al unor schiţe simple şi sugestive este descrisă funcţionarea unui sistem de reglare automată, ca un sistem de transmitere a semnalelor, răspunsul observabil al fiecărui element al sistemului, condiţiile care definesc stabilitatea lui şi rezultatele care pot fi obţinute prin analiza bazată pe răspunsul tranzitoriu.

Capitolul 2 se ocupă cu completarea analizei prin metoda răspunsului la frecvenţă, insistîndu-se asupra importanţei acestei metode pentru alegerea şi ajustarea dispozitivului de automatizare.

În capitolul 3, intitulat „Evaluarea şi perfecţionarea performanţelor sistemului cu ajutorul răspunsului la frecvenţă" este tratată utilizarea acestei metode pentru sistemele de reglare automată a proceselor, pentru vizualizarea răspunsului lor şi identificarea condiţiilor care cauzează abateri importante.

În capitolul 4 se dau directive practice pentru aplicarea metodică pas cu pas a analizei grafice a sistemelor de reglare automată, începînd de la construirea schemei funcţionale şi pînă la sinteza sistemului. În capitolul 5 sînt analizate limitele şi posibilităţile practice reale ale acestor metode.

Ultimul capitol este consacrat aplicării în practică a cunoştinţelor căpătate pe baza exemplului concret al unei instalaţii de reglare automată de debite. Analiza şi sinteza completă a acestui sistem complex constituie un exemplu uşor de urmat şi de aplicat în practica zilnică.

De un deosebit interes practic sînt cele 12 anexe, care cuprind o bogată bibliografie de articole din reviste şi de cărţi de specialitate privind teoria generală a reglării automate, anumite probleme speciale ale acesteia şi aplicaţiile lor practice, o listă de terminologie cu definiţii clare şi precise, tabele şi grafice pentru utilizare în practica de producţie. Ca exemplu citäm : identificarea elementelor componente ale unui sistem de reglare automată din expresiile matematice ale relaţiei dintre mărimile de ieşire şi intrare (funcţii de transfer), determinarea frecvenţei şi valorii perturbaţiilor periodice, ridicarea răspunsului la frecvenţă pentru cîteva procese tehnologice uzuale din industria chimică şi energetică.

S.E.

DOCUMENTARE

A. G. BUTKOVSKII : **Procesele optimale în sistemele cu parametri distribuiţi**, Avtomatika i Telemehanika, *22* (1961), nr. 1, p. 17—26.

În articol se studiază problema optimalizării sistemelor a căror mişcare poate fi descrisă prin ecuaţii integrale neliniare în care intervin mărimile de ieşire ale sistemului şi mărimile perturbatoare.

Se indică utilizarea rezultatelor obţinute la rezolvarea problemelor de optimalizare a sistemelor de reglare automată, caracterizate prin ecuaţii diferenţiale cu derivate parţiale, în cazul în care rezolvarea acestor ecuaţii se obţine prin exprimarea soluţiei sub forma unor expresii integrale.

Gh. R. I.

A. E. BOR — RAMENSKI, SUN TZIANI : **Sistemele automate optimale cu doi parametri conductori**, Avtomatika i Telemehanika, *22* (1961) nr. 2, p. 157—170.

Se expune metoda de sinteză optimală a sistemelor automate cu timpul de răspuns minim, dezvoltată de Pontriaghin şi colaboratorii săi, aplicîndu-se această metodă în cazul sistemelor de acţionări electric automatizate. Se consideră cazul unui motor de curent continuu, ce constituie un dispozitiv de execuţie cu două mărimi conducătoare : tensiunea în circuitul indusului şi tensiunea în excitaţie. Rezultatele teoretice obţinute au fost verificate experimental pe o maşină model de curent continuu de 1 kW, care sînt confirmate în mod satisfăcător, sistemul experimentat fiind aproape optimal.

Gh. R. I.

C. B. TAYLOR : **Un element de calcul universal**, Electronic Engineering, *33* (1961), nr. 2, p. 96—99.

Elementul de calcul descris este un schimbător al formelor de undă cu persistenţă lungă, care poate avea utilizări multiple ca un element fundamental în sistemele de calcul. Utilizarea acestui circuit permite realizarea unor calculatoare binare economice, folosind diode semiconductoare şi transistoare, putînd fi folosit ca generator de impulsuri, ca simplu schimbător al formelor de undă, ca dispozitiv de temporizare cu ieşirea corectată, ca element bistabil şi ca generator de unde dreptunghiulare.

Gh. R. I.

D. I. GLADKOV : **Sinteza sistemelor automate liniare**, Avtomatika i Telemehanika, *22* (1961), nr. 3, p. 306—313.

Se expune o metodă generală de sinteză a sistemelor automate liniare, cu parametri constanţi şi cu parametri variabili. Pe baza teoriei generale a sistemelor automate, exprimate prin intermediul funcţiei pondere, se stabileşte structura generală şi parametrii reţelei corectoare a sistemului, în concordanţă cu un criteriu de optimalizare. Metoda de sinteză este ilustrată pe un exemplu simplu, ce conduce la o reţea corectoare integratoare, a cărei sinteză precisă este dedusă.

Gh. R. I.

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.382.3 : 512

MOISIL GR.:

Алгебраическая теория контуров с транзисторами (часть III).

Automatica şi Electronica *5* (1961) № 5, стр. 193—199

Устанавливаются рабочие функции для 25 типов транзисторов ПНП указывая для каждого случая выполнимость их через контуры с одним или двумя уровнями.

ДК 621—503.5

PAPADACHE U.:

Автосогласованные системы.

Automatica şi Electronica *5* (1961) № 5, стр. 200—204

Представлены некоторые общие вопросы автосогласованных систем. Показана структура автосогласованной системы и обсуждается установление критерия, характеризующего работу для разных случаев, указывая на ряд применений для регулировки технологических процессов.

ДК 621—501.22 : 338.062.214.2

SZ K LY I.:

Аналитическое определение динамического поведения промышленных объектов с распределенными параметрами.

Automatica şi Electronica *5* (1961) № 5, стр. 205—210

Определяются функции передачи для объектов (трубчатый воздушный холодильник, трубчатый теплообменник), для которых время распространения возмущения имеет величину того же порядка, что и значения постоянных времени.

ДК 621—52 : 666.1.031.2/6 : 666.15

ILIE C.:

Автоматизация стеклоплавильных печей на стекольном заводе.

Automatica şi Electronica *5* (1961) № 5, стр. 211—218

Описывается установка для автоматизации и технологического контроля стеклоплавильных печей на стекольной фабрике; представлен новый метод поддерживания соотношения газ-воздух на постоянном уровне.

ДК 521—52 : 665.521.72

SEBASTIAN L., PÎNZARU V.:

Автоматизация процесса приготовления асфальтовых смесей на установках *АНГ*.

Automatica şi Electronica *5* (1961) № 5, стр. 219—224

Показана необходимость автоматизации технологического процесса приготовления асфальтовых смесей и дается развернутая электрическая схема такого типа установки, разработанная и опробованная авторами.

ДК 621.373.52 : 621.372.552

INDREAŞ C.:

Стабилизация магнитного поля циклотрона.

Automatica şi Electronica *5* (1961) № 5, стр. 225—228

Излагаются основные методы стабилизации магнитного поля циклотрона и детально описаны два метода, получившие наиболее широкое распространение в последних типах построенных циклотронов.

ЛАБОРАТОРНЫЕ ЗАМЕТКИ

ДК 681.124.076 : 621—52

CRISTU M. SCÎNTEIE N., SAVU N., DORCIOMAN D., COJOCARU V.:

Автоматическая система приведения к нулю механических счетчиков.

Automatica şi Electronica *5* (1961) № 5, стр. 228—229

РЕЦЕНЗИИ, 230

ДОКУМЕНТАЦИЯ, 232

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.382.3 : 512

MOISIL GR.:

Die algebrische Theorie der Transistorschaltungen (III. Teil)

Automatica şi Electronica *5* (1961) H. 5, S. 193—199

Es werden die Arbeitsfunktionen für 25 PNP-Transistortypen festgesetzt, wobei von Fall zu Fall gezeigt wird, ob sie durch Schaltungen mit einem oder zwei Niveaus durchführbar sind oder nicht.

DK 621—503.5

PAPADACHE U.:

Selbststeuerungssysteme.

Automatica şi Electronica *5* (1961) H. 5, S. 200—204

Es werden einige allgemeine Aspekte über Selbststeuerungssysteme dargelegt. So wird die Struktur eines Selbststeuerungssystems beschrieben und die Bestimmung des Leistungskriteriums für verschiedene Fälle erörtert, wobei eine Reihe von Anwendungsbeispiele für die Reglung technologischer Prozesse angegeben werden.

DK 621—501.22 : 338.062.214.2

SZEKELY I.:

Die analytische Bestimmung des dynamischen Verhaltens der Industrieartikel mit distributiven Parametern.

Automatica şi Electronica *5* (1961) H. 5, S. 205—210

Es werden die Übertragungsfunktionen im Falle einiger Industrieartikel (Luftröhren-Kühler, Röhren-Wärmeaustauscher) bei denen die Fortpflanzungszeit der Perturbation den gleichen Wert wie die Zeitkonstanten aufweist ermittelt.

DK 621—52 : 666.1.031.2/6 : 666.15

ILIE C.:

Die Automatisierung der Glasschmelzöfen in einer Fensterglasfabrik

Automatica şi Electronica *5* (1961) H. 5, S. 211—218

Es wird die Anlage zur Automatisierung und technologischen Kontrolle der Glasschmelzöfen in einer Fensterglasfabrik beschrieben, wobei gelichzeitig auch ein neues Verfahren zur konstanten Beibehaltung des Verhältnisses Gas-Luft dargelegt wird.

DK 621—52 : 665.521.72

SEBASTIAN L., PÎNZARU V.:

Die Automatisierung der Herstellung von Asphaltmischungen in *ANG*-Anlagen.

Automatica şi Electronica *5* (1961) H. 5, S. 219—224

Es wird die Notwendigkeit der Automatisierung des technologischen Prozes ses bei der Herstellung von Asphaltmischungen unterstrichen und die elektrische Schaltung einer solchen Anlage dargelegt, die von den Verfassern entwickelt und erprobt wurde.

DK 621.373.52 : 621.372.552

INDREAŞ C.:

Die Stabilisierung des magnetfelds beim Zyklotron

Automatica şi Electronica *5* (1961) H. 5, S. 225 - 228

Es werden die hauptsächlichsten Verfahren zur Stabilisierung des Magnetfeld· beim Zyklotron dargelet und zwei dieser Verfahren eingehend beschrieben, die bei den jungsten Typen der erbauten Zyklotronseine grosse Verbreitung aufweisens

---

LABORBERICHTE

DK 681.124.076 : 621—52

CRISTU M. SCÎNTEIE N.' SAVU V., DORCIOMAN D., COJOCARU V.:

Automatische Vorrichtung zur Nulleinstellung mechanischer Zähler.

Automatica şi Electronica *5* (1961) H. 5, S. 228—229

BUCHBESPRECHUNGEN, 230

DOKUMENTATION, 232

SOMMAIRE

CD 621.382.3 : 512

MOISIL GR. :

La Théorie algébrique des circuits à transistors (III)

Automatica şi Electronica *5* (1961) nr. 5, 193—199

On établit les fonctions de travail pour 25 types de circuits à transistors PNP, en montrant pour chaque cas si cettes fonctions sont realisables par circuits avec un ou deux niveaux.

CD 621—503.5

PAPADACHE I. :

Systèmes auto-adaptables

Automatica şi Electronica *5* (1961) nr. 5, 200—204

On présente quelques aspects généraux des systèmes auto-adaptables. Ainsi on montre la structure d'un système auto-adaptable et on discute l'établissement du critérium de performance en divers cas ; on donne une série d'applications au réglage de certains processus technologiques.

CD 621—501.22 : 338.062.214.2

SZEKELY I. :

La détermination analytique du comportement dynamique des éléments industriels à paramètres distribués

Automatica şi Electronica *5* (1961) nr. 5, 205—210

On établit les fonctions de transfer pour certains éléments (refrigerateur tubulaire à air, échangeur tubulaire de chaleur) pour lesquels le temps de propagation des perturbations est du même ordre de grandeur que les constantes de temps.

CD 621—52 :666.1.031.2/.6 : 666.15

ILIE C. :

L'automation des fours de fusion dans une fabrique à vitres

Automatica şi Electronica *5* (1961) nr. 5, 211—218

On décrit l'installation d'automation et de contrôle technologique des fours de fusion dans une fabrique à vitres et on présente une nouvelle méthode pour le mentien du raport gas-air.

CD 621—52 : 665.521.12

SEBASTIAN L. PÎNZARU V. :

L'automation du processus de preparation des mixtures asphaltiques dans les installations *ANG*.

Automatica şi Electronica *5* (1961) nr. 5, 219—224

On montre la nécessité de l'automation du processus technologique des mixtures asphaltiques et on présente le schéma électrique développé expérimenté par les auteurs.

CD 621.373.52 : 621.372.552

INDREAS C. :

La stabilisation du champ magnétique au cyclotron.

Automatica şi Electronica *5* (1961) nr. 5, 225—228

On expose les principales méthodes de stabilisation du champ magnétique au cyclotron et on décrit d'une façon detaillée deux méthodes ayant une large application aux dérniers types de cyclotrons.

NOTE DE LABORATOIRE

CD 681.124.076 :621—52

CRISTU M., SCÎNTEIE N., SAVU V., DORCIOMAN D., COJOCARU V.

Système automatique pour le réglage du zéro des compteurs mécaniques.

Automatica şi Electronica *5* (1961) nr. 5, 228—229

COMPTES RENDUS, 230
DOCUMENTATION, 232

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1883

CONTENTS

MOISIL GR. :

DC 621.382.3 : 512

Algebraix theory of transistor circuits (part. III)

Automatica şi Electronica *5* (1961) nr. 5, 193—199

The working functions are established for 25 types of circuits with PNP transistors, showing in each case whether these functions are realizable by circuits with one or two levels.

DC 621—503.5

PAPADACHE I. :

Auto-adaptive systems

Automatica şi Electronica *5* (1961) nr. 5, 200—204

Some general aspects of auto-adaptive systems are presented. The structure of auto-adaptive systems is shown and the determination of a performance criterium is discussed ; several cases of applications are given of technological process controls.

DC 621—501 . 22 : 338.062.214.2

SZEKELY I. :

The analytical determination of the dynamic behavior of industrial controlled elements with distributed parameters.

Automatica şi Electronica *5* (1961) nr. 5, 205—210

The transfer functions are determined of some controlled elements (tubular air cooler, tubular heat-exchanger) in which the propagation time of perturbations is of the some order of magnitude as that of the time constants.

DC 621—52 : 666.1.031.2/6 : 666.15

ILIE C. :

The automation of glassmelting furnaces in a glass factory

Automatica şi Electronica *6* (1961) nr. 5, 211—218

An installation for automation and technological control of glassmelting furnaces is described and a new method of constant gas-air ratio control is presented.

DC 621—52 : 665—521.12

SEBASTIAN L., PÎNZARU V. :

The automation of the preparation process of the asphaltic mixtures in the *ANG* installations

Automatica şi Electronica *5* (1961) nr. 5, 219—224

The necessity of the automation of the technological process of asphaltic mixtures preparation is shown and the complete electrical scheme is presented of an installation realised and experimented by the authors.

DC 621.373.52 : 621.372.552

INDREAS C. :

The stabilisation of magnetic fields in a cyclotron

Automatica şi Electronica *5* (1961) nr. 5, 225—228

The main methods for magnetic field stabilisation in cyclotrons are presented giving a detailed description of two of them mastly met in the last types of cyclotrons.

LABORATORY NOTES

DC 681.124.076 : 621—52

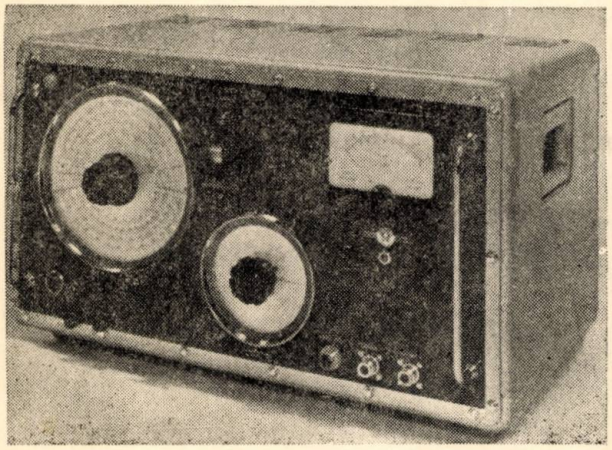
CRISTU M., SCÎNTEIE N., SAVU V., DORCIOMAN D., COJOCARU V.

Automatic system for zero adjustment of mechanical counters

Automatica şi Electronica *5* (1961) nr. 5, 228—229

REVIEWS, 230
DOCUMENTATION, 232

Generator de semnale VHF Model 1173



Un aparat indispensabil pentru fabricarea, perfecționarea și exploatarea aparatelor de recepție din gama undelor ultrascurte. Aparatul lucrează în domeniul de frecvențe de la 4 la 250 MHz, cu tensiune de înaltă frecvență, reglabilă continuu, care are un nivel de ieșire de 0,4 V.

Exportă:

METRIMPEX

INTREPRINDERE UNGARĂ DE COMERȚ EXTERIOR PENTRU PRODUSELE INDUSTRIEI DE INSTRUMENTE

Adresa: BUDAPEST 62, CĂSUȚA POȘTALĂ 202, UNGARIA
Adresa telegrafică: INSTRUMENT BUDAPEST

A APĂRUT VOLUMUL VIII

din

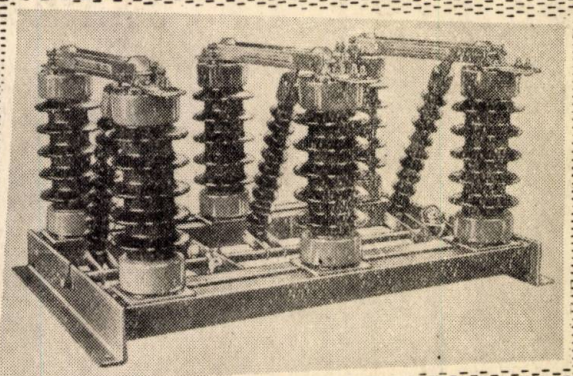
LEXICONUL TEHNIC ROMÎN

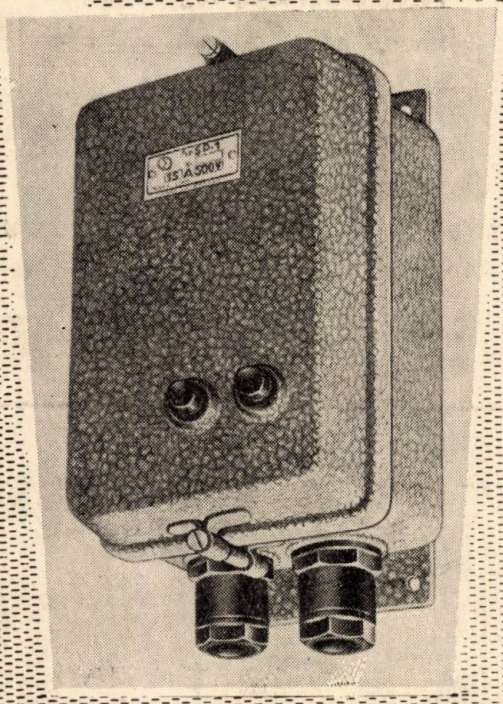
— ELABORARE NOUĂ —

Volumul conține termenii directori care încep cu literele **Fis—Gz**

Costul unui volum 100 lei

Vă puteți procura acest volum, ca și cele anterioare, la librării, difuzorii de cărți din întreprinderi și prin „Publicațiile Tehnice ASIT", București, str. Ion Ghica nr. 3, raionul Tudor Vladimirescu, cont 070 124 B.R.P.R. — filiala I. V. Stalin.





Produse durabile ale industriei electrotehnice poloneze

Aparataj de înaltă tensiune:

- **intreruptoare, cu volum mare şi mic de ulei, de interior cu comandă manuală şi cu motor**
- **separatoare unipolare şi tripolare**
- **transformatoare de tensiune de diverse tipuri**
- **descărcătoare cu rezistenţă variabilă pentru tensiuni pînă la 110 kV şi pentru sarcini pînă la 10 kA**

Aparataj de joasă tensiune pentru toate ramurile industriei:

- **intreruptoare şi separatoare**
- **contactoare, special destinate pentru protecţia motoarelor**
- **aparataj pentru maşini de ridicat**
- **aparataj antiexploziv**

La cerere vă expediem prospecte şi cataloage

Înaltă calitate ● preţ avantajos ● livrare rapidă

EXPORTATOR EXCLUSIV:

„Elektrim"

SOCIETATE POLONEZĂ CU RESPONSABILITATE LIMITATĂ, PENTRU COMERŢ EXTERIOR DE ECHIPAMENT ELECTROTEHNIC

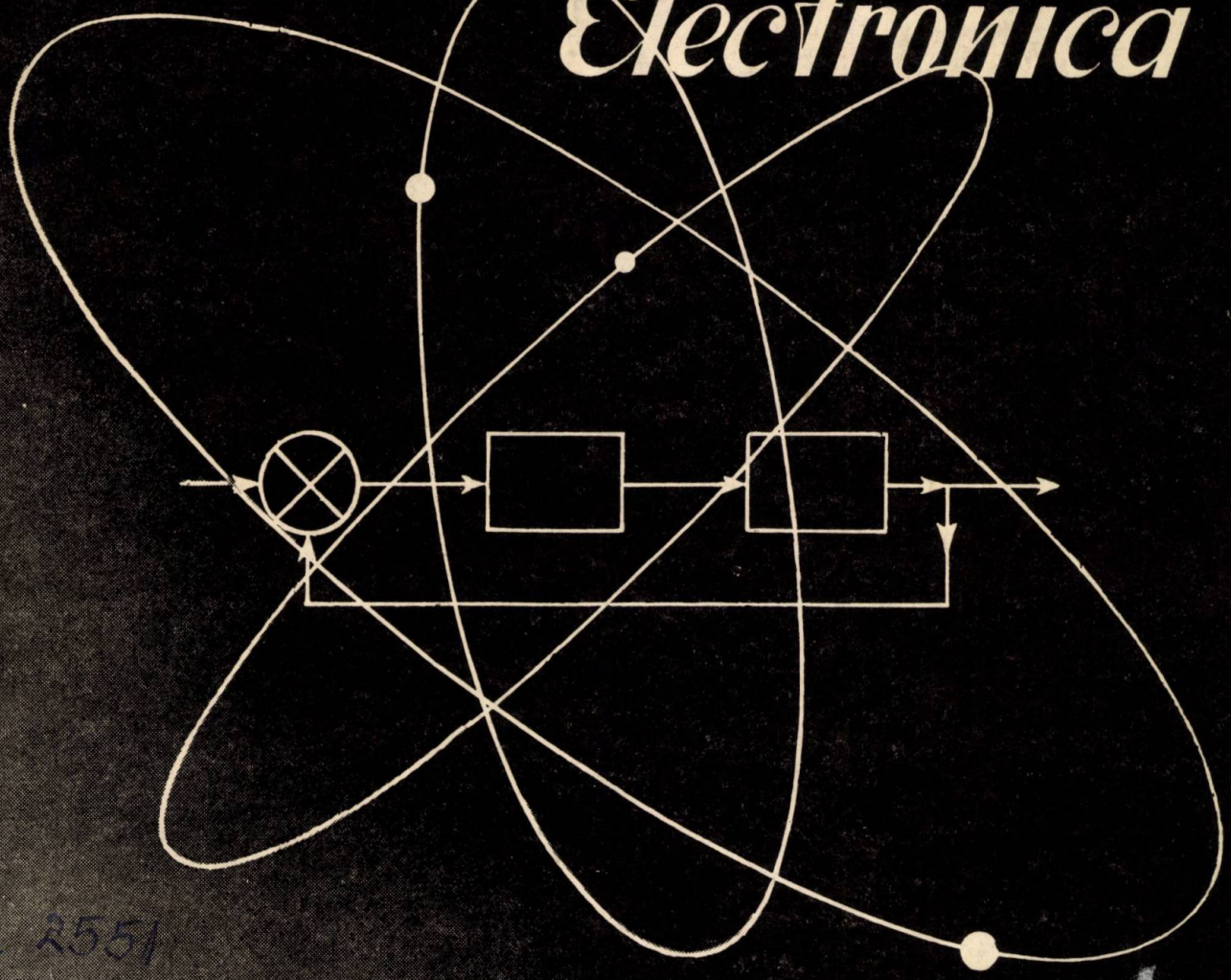
VARŞOVIA 2, Czackiego 15 17, POLONIA
Telefon: 6-62-71
Telegrame: ELEKTRIM — WARSZAWA
Telex: 10415 Căsuţa poştală 254

„Elektrim"

I. P. 2, c. 3410

LEI 5

Automatica și Electronica



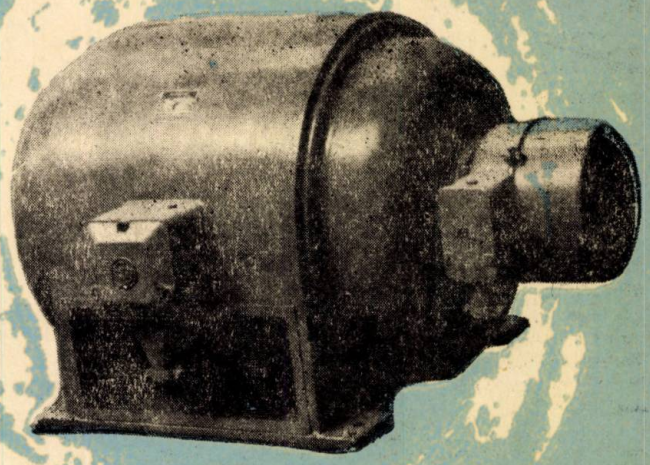
E 2551

VOL. 5
1961
Nr. 6
NOIEMBRIE
DECEMBRIE
P. 233 — 284
BUCUREȘTI

Silicagel

SiO_2 AMORF

Mijloc ideal de uscare și conservare



Pentru orice fel de materiale

Mașini și aparate de precizie,
Textile, Pielărie, Alimente etc.
expuse degradării prin umezeală.
Apără de rugină, mucegăire, putrezire
și alte efecte dăunătoare
provocate de umiditate.
Se poate regenera ușor prin simpla
încălzire fără pierdere.

UPSOM

PRODUS AL UZINELOR DE PRODUSE SODICE OCNA MUREȘ

E 2551

MŰSZAKI EGYETEM

Automatica și Electronica

Vol. 5 (1961) nr. 6 (noiembrie-decembrie), p. 233—280

CUPRINS

* * * **Tematica revistei Automatica și Electronica**

CZ 621—53 : 621—52

VAZACA CHR. :

Criterii de apreciere a influenței regulatorului asupra calității sistemului automat.

Automatica și Electronica 5 (1961) nr. 6, p. 233—238

Plecînd de la locurile de transfer sau de la caracteristicile logaritmice ale regulatorului și ale instalației automatizate, se stabilesc criterii grafo-analitice pentru aprecierea stabilității și a gradului de stabilitate pentru ansamblul sistemului automat. Se dau indicații asupra modului în care se pot predetermina valorile constantelor regulatorului, pentru adaptarea sa la o instalație dată potrivit cu un anumit grad de stabilitate dorit.

CZ 621—52 : 681—142

IONESCU TR. :

Optimalizare prin calculatoare analogice.

Automatica și Electronica 5 (1961) nr. 6, p. 238—243

Se analizează folosirea calculatoarelor electronice analogice în rezolvarea problemelor de programare liniară. În multe procese de producție se pun probleme de optimalizare, adică de conducere optimă a procesului respectiv. Prin apariția calculatoarelor electronice ca utilaje de conducere și optimalizare, s-a trecut la o etapă importantă și anume la automatizarea complexă.

CZ 621—501.22 : 66.041.45 : 665.52.048

DUMITRESCU S. :

Cercetări experimentale asupra comportării dinamicii cuptoarelor tubulare de încălzire.

Automatica și Electronica 5 (1961) nr. 6, p. 243—248

Se prezintă caracteristicile de frecvență și răspunsul tranzitoriu ridicate experimental la un cuptor DAU dintr-o rafinărie din Moldova. Se analizează comportarea dinamică a cuptorului respectiv în scopul elaborării schemei de reglare automată.

CZ 681.128 : 621.039.84

SZABO A. :

Nivelmetre pe bază de izotopi radioactivi.

Automatica și Electronica 5 (1961) nr. 6, p. 249—253

Se descriu principiile de funcționare ale diferitelor tipuri de nivelmetre radioactive aplicate în industrie și se prezintă schemele montajelor bazate pe atenuarea radiațiilor prin trecere prin diferitele medii absorbante.

CZ 621.318.5.012

MANGIUREA F. :

Caracteristicile de timp ale releelor de cod fabricate de Uzinele „Grigore Preoteasa".

Automatica și Electronica 5 (1961) nr. 6, p. 253—258

Se analizează caracteristicile de timp, temporizările la atragere și la eliberare ale diferitelor tipuri de relee precum și influența unor factori constructivi și electrici asupra acestor temporizări.

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

CZ 621—501.22

UZUN L., NESTORESCU D. :

Metode statistice de determinare pe cale experimentală a caracteristicilor dinamice de frecvență.

Automatica și Electronica 5 (1961) nr. 6, p. 259—266

Se prezintă în mod succint baza teoretică a metodelor statistice de determinare pe cale experimentală a caracteristicelor dinamice de frecvență ale unui sistem fizic și în particular ale unui sistem automat. Se descriu mai multe aparate și circuite utilizate pentru astfel de determinări.

NOTE DE LABORATOR

CZ 621.43.045

HOFFMANN V., CRISTEA M. :

Contribuții la aprecierea termică a bujiilor.

Automatica și Electronica 5 (1961) nr. 6, p. 266—271

CZ 621.317.714.024

BOHM V. :

Aparat pentru măsurarea curenților continui foarte mici.

Automatica și Electronica 5 (1961) nr. 6, p. 271—272

RECENZII, p. 273—276

REFERATE, p. 276—278

CRONICĂ, p. 278—281

COMITETUL DE REDACȚIE

CHR. VAZACA (redactor responsabil), ing P. DEAC, ing. GH. DECIANU, ing. I. PAPADACHE, prof. ing. C. I. PENESCU, ing. M. POPA, ing. S. SOCOL, conf. ing. R. STERE, ing. I. SZEKELY, prof. dr. ing. T. TĂNĂSESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R., conf. ing. L. UZUN

Revista AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA, organ al Asociației Științifice a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Editor : Asociația Științifică a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Redacția și Administrația : București, Str. Ion Ghica Nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon : 14.15.95, 14.06.24. Redacția își rezervă toate drepturile privind lucrările precum și materialul grafic-ilustrativ apărut în revistă, cît și cele privitoare la traducerea în limbi străine. Se admit extrase sau comentarii numai cu indicarea completă a sursei. Revista apare o dată la două luni. Abonamentele se primesc la administrația revistei, la sediile filialelor ASIT din întreaga țară, precum și prin responsabilii cu presa din cercurile ASIT. Instituțiile și întreprinderile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinete tehnice în contul nostru de virament : Publicațiile Tehnice ASIT 070124 B.R.P.R. Filiala I. V. Stalin. Tarif pentru întreprinderi : lei 100 anual ; individual : lei 30 anual. Prețul unui exemplar : lei 5. Tiparul : Întreprinderea Poligrafică nr. 2, București — c. 4717

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. V (p. 233–284) Nr. 6, noiembrie — decembrie București, 1961

CHRISTOFOR VAZACA*

Criterii de apreciere a influenței regulatorului asupra calității sistemului automat

CZ 621–53 : 621–52

În practica proiectării sistemelor automate industriale, este deosebit de important ca inginerul proiectant să dispună de criterii de apreciere simple și sigure asupra influenței „regulatorului" asupra calității ansamblului sistemului automat, format din acest regulator și instalația ce trebuie automatizată.

În limbajul folosit de practicieni, prin regulator se înțelege de fapt elementul de conducere, astfel cum s-a arătat în [7] pag. 395, adică elementul care primește mărimea de acționare a sistemului automat (x_d) și furnizează la ieșire mărimea de conducere (x_c). Locul acestui element în sistemul automat este bine definit în fig. 1.

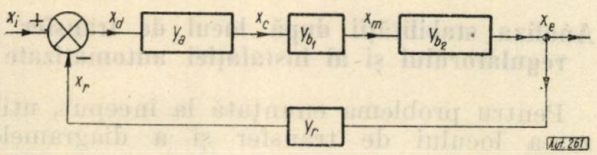


Fig. 1. Schemă funcțională a sistemului automat:
X_i – mărime de intrare;
X_e – mărime de ieșire;
X_d – mărime de acționare;
X_c – mărime de conducere;
X_m – mărime de execuție;
X_r – mărime de reacție;
Y_a – funcția de transfer a elementului de conducere (sau „regulatorul");
Y_{b_1} – funcția de transfer a elementului de execuție;
Y_{b_2} – funcția de transfer a instalației automatizate.

În majoritatea cazurilor, inginerul proiectant are de ales un regulator dintr-un catalog al fabricii constructoare de elemente de automatizare; el trebuie să poată aprecia dacă acest regulator, cu intervalul de valori ajustabile dat pentru constantele sale, se potrivește la instalația care se cere să fie automatizată; este necesar să poată vedea cu ușurință și într-un mod fie chiar aproximativ la început, dar satisfăcător pentru o primă orientare, dacă ansamblul sistemului automat astfel combinat satisface condițiile de calitate cerute, adică condițiile de stabilitate absolută și relativă.

Analiza stabilității după locul de transfer al sistemului deschis

Folosirea noțiunilor de *margine de cîștig* și *margine de fază* pentru aprecierea stabilității și a gradului de stabilitate este bine cunoscută și generalizată. Ele decurg din aplicarea criteriilor de stabilitate Nyquist și Bode [1,5,6,7] la sistemele care în circuit deschis sînt stabile, adică funcția de transfer a circuitului sistemului automat nu are poluri în semi-planul drept al planului variabilei complexe.

În cazul schemei fundamentale din fig. 1, această funcție este:

$$Y(s) = Y_a(s) \cdot Y_{b_1}(s) \cdot Y_{b_2}(s) \cdot Y_r(s) \qquad (1)$$

Aceste două margini se pot aprecia atît în diagramele polare cît și în diagramele logaritmice. Pentru a face legătura cu cele ce urmează și pentru a preciza notațiile, se arată în fig. 2 și 3 diagramele corespunzătoare unei funcții a circuitului sistemului automat de forma:

$$Y(s) = \frac{k_v}{s(1 + T_1 s + T_2^2 s^2)} \qquad (2)$$

care corespunde unui sistem condițional stabil. În figură, s-au trasat cîte două diagrame corespunzătoare la două valori $K_{v_1} < k_{v_2}$, astfel încît să apară un caz stabil și un caz instabil.

Diagramele corespund cazului particular al funcției (2), pentru $s = j\omega$, adică:

$$Y(j\omega) = \frac{k_v}{j\omega[1 + T_1 j\omega + T_2^2 (j\omega)^2]} = A(\omega)\, e^{j\Phi(\omega)} \qquad (3)$$

* Ing. CHR. VAZACA este consilier la Comitetul pentru Tehnica Nouă de pe lîngă Consiliul de Miniștri al R.P.R.

deci curbele din fig. 2 reprezintă locul de transfer sau locul Nyquist, iar curbele din fig. 3

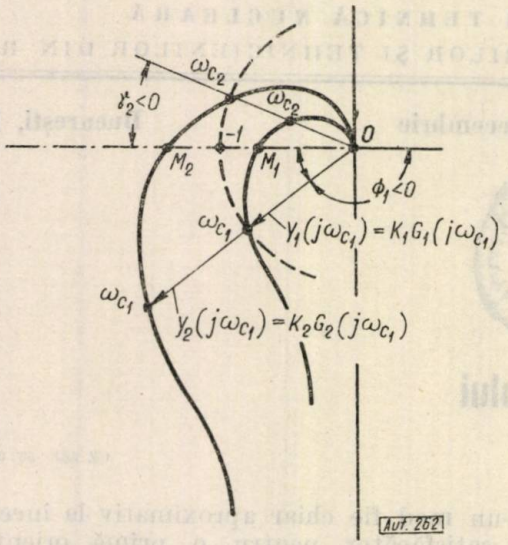


Fig. 2. Marginea de cîştig şi marginea de fază în diagrama polară (locuri de transfer ale unui sistem condiţional stabil).

reprezintă diagramele atenuare — frecvenţă şi fază-frecvenţă.

Se reaminteşte că aprecierea stabilităţii se face la două *frecvenţe* (pulsaţii) *caracteristice* sau *de control:* frecvenţa de tăiere a circuitului

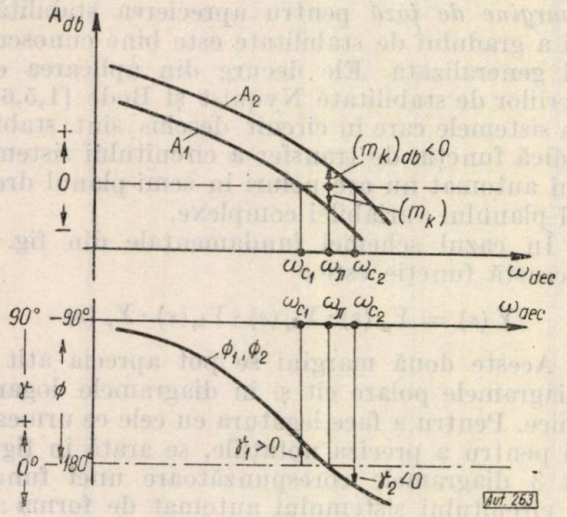


Fig. 3. Marginea de cîştig şi marginea de fază în diagramele logaritmice (curbele atenuare-frecvenţă şi fază-frecvenţă ale unui sistem condiţional stabil).

ω_c, cînd $A\ (\omega_c) = 1$ şi frecvenţa de defazaj critic ω_π, cînd $\Phi\ (\omega_\pi) = -\ \pi$.

Marginea de fază γ este definită de relaţia :

$$\gamma = \pi + \Phi\ (\omega_c) \tag{4}$$

iar *marginea de cîştig* m_k este definită de relaţia :

$$A\ (\omega_\pi) \cdot m_k = 1 \tag{5}$$

sau în decibeli :

$$A_{db}\ (\omega_\pi) + m_{k_{db}} = 0 \tag{6}$$

Un sistem este stabil dacă :

$$\gamma > 0 \tag{7a}$$

$$m_k > 1 \text{ sau } m_{k_{db}} > 0 \tag{7b}$$

În cazul fig. 2 şi 3, se vede că pentru $k_v = k_{v_1}$ sau $A = A_1$ sistemul este stabil, pentrucă

$$\gamma_1 > 0 \text{ şi } m_{k_1} = \frac{1}{|\overline{OM_1}|} > 1 \text{ sau } [m_{k_1}]_{db} > 0$$

iar pentru $k_v = k_{v_2}$ sau $A = A_2$ sistemul este instabil, pentrucă

$$\gamma_2 < 0 \text{ şi } m_{k_2} = \frac{1}{|\overline{OM_2}|} < 1 \text{ sau } [m_{k_2}]_{db} < 0$$

Se ştie că gradul de stabilitate este cu atît mai mare cu cît γ şi m_k sînt mai mari.

În cazul fig. 2 şi 3, s-a considerat numai variaţia constantei k_v, de aceea trecerea de la o curbă la alta se face uşor. În fig. 2, razele vectoare cresc proporţional cu k_v, iar unghiurile nu se schimbă şi punctele de aceeaşi frecvenţă se află pe aceeaşi rază vectoare. În fig. 3, curbele de atenuare se obţin una dintr-alta printr-o simplă translaţie paralelă cu axa ordonatelor, iar curba de fază rămîne neschimbată.

Dacă în afară de constanta k_v se modifică şi constantele de timp, curbele reprezentate îşi modifică substanţial forma şi retrasarea lor răpeşte un timp considerabil.

Analiza stabilităţii după locul de transfer al regulatorului şi al instalaţiei automatizate

Pentru problema enunţată la început, utilizarea locului de transfer şi a diagramelor atenuare-frecvenţă şi fază-frecvenţă corespunzătoare funcţiei $Y(s)$ a întregului circuit închis, nu este deloc comodă. În adevăr, la fiecare schimbare a constantelor regulatorului se schimbă constantele de timp ale funcţiei $Y(s)$, iar curbele de mai sus trebuie retrasate în întregime.

Mult mai utilă este folosirea, în planul complex, separat a locului de transfer al regulatorului şi a locului de transfer invers negativ al instalaţiei automatizate, cum se arată de pildă în [7] pag. 458.

Ideea utilizării locului de transfer invers negativ la aprecierea stabilităţii o găsim răspîndită în literatura germană [2,3,4] şi se datoreşte, după cunoştinţa noastră, lui A. Leonhard.

În cele ce urmează, vom reaminti pe scurt bazele acestei metode, care se pot găsi şi în [7] şi o vom extinde la diagramele logaritmice, introducînd din nou noţiunile de margine de

cîştig şi margine de fază, metodă neîntîlnită de noi în literatură.

Funcţia de transfer a întregului circuit al sistemului automat o vom considera compusă din două părţi :

$$Y(s) = Y_a(s) \cdot Y_b(s) \tag{8}$$

în care

$$Y_b(s) = Y_{b_1}(s) \cdot Y_{b_2}(s) \cdot Y_r(s) \tag{9a}$$

am înglobat în Y_b, pe lîngă funcţia de transfer a instalaţiei automatizate propriu-zise şi funcţiile de transfer ale elementului de execuţie şi traductorului de reacţie.

Dacă am fi redus schema funcţională a sistemului automat la una echivalentă cu reacţie rigidă, $Y_r(s) = 1$, ceea ce este totdeauna posibil, am fi avut :

$$Y_b(s) = Y_{b_1}(s) \cdot Y_{b_2}(s) \tag{9b}$$

Referindu-ne la exemplul examinat mai sus am putea spune că am avut de a face cu un regulator de tip I, cu funcţia de transfer :

$$Y_a(s) = \frac{a_1}{s} = \frac{k_v}{s} \tag{10}$$

şi o instalaţie automatizată (inclusiv elementul de execuţie şi traductorul de reacţie de ordinul 2), cu funcţia de transfer :

$$Y_b(s) = \frac{1}{1 + T_1 s + T_2^2 s^2} \tag{11}$$

la care corespunde o *funcţie de transfer inversă negativă*

$$Y_b'(s) = -(1 + T_1 s + T_2^2 s^2) = -\frac{1}{Y_b(s)} \tag{12}$$

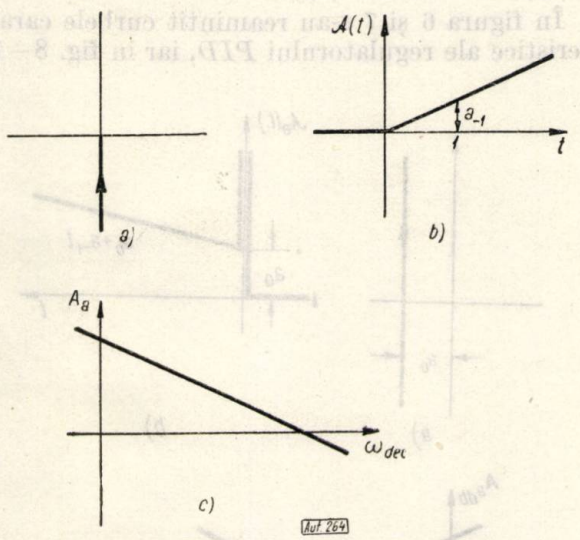


Fig. 4. Curbe caracteristice ale unui element de conducere (sau regulator) de tip I :

a – locul de transfer ; *b* – răspunsul indicial ; *c* – diagrama atenuare – frecvenţă.

şi un loc de transfer invers negativ corespunzător funcţiei :

$$Y_b'(j\omega) = -1 + T_1 j\omega + T_2^2 (j\omega)^2 \tag{13}$$

În fig. 4 şi 5, s-au reprezentat o serie de curbe de răspuns corespunzătoare funcţiilor (10)—(13). Precizăm că prin *răspuns indicial* noi înţelegem răspunsul normal produs de o variaţie treaptă unitară a mărimii de intrare, conform cu [7] pag. 208—216.

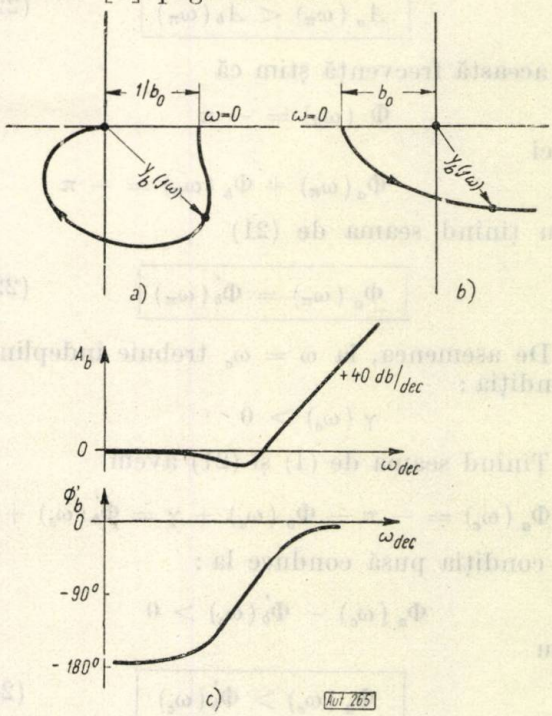


Fig. 5. Curbe caracteristice ale unei instalaţii automatizate de ordinul doi :

a – locul de transfer ; *b* – locul de transfer invers negativ ; *c* – diagramele atenuare-frecvenţă şi fază-frecvenţă corespunzătoare locului de transfer invers negativ.

Posibilitatea aprecierii stabilităţii şi a gradului de stabilitate cu ajutorul locului de transfer al regulatorului şi al locului de transfer invers negativ al instalaţiei automatizate se poate demonstra foarte simplu.

Notăm :

$$Y(j\omega) = A(\omega)\, e^{j\Phi(\omega)} \tag{14}$$

$$Y_a(j\omega) = A_a(\omega)\, e^{j\Phi_a(\omega)} \tag{15}$$

$$Y_b(j\omega) = A_b(\omega)\, e^{j\Phi_b(\omega)} \tag{16}$$

$$Y_b'(j\omega) = A_b'(\omega)\, e^{j\Phi_b(\omega)} = -\frac{1}{Y_b(j\omega)}. \tag{17}$$

Rezultă :

$$A_b'(\omega) = \frac{1}{A_b(\omega)} \tag{18}$$

$$\Phi_b'(\omega) = -\pi - \Phi_b(\omega) \tag{19}$$

$$A(\omega) = A_a(\omega) A_b(\omega) \frac{A_a(\omega)}{A_b'(\omega)} \tag{20}$$

$$\Phi(\omega) = \Phi_a(\omega) + \Phi_b(\omega) = \Phi_a(\omega) - \Phi_b'(\omega) - \pi \tag{21}$$

Pentru ca sistemul să fie stabil, trebuie îndeplinite condiţiile arătate mai sus, adică la $\omega = \omega_\pi$ trebuie să avem :

$$A(\omega_\pi) < 1$$

sau

$$A_a(\omega_\pi)\ A_b(\omega_\pi) < 1$$

sau

$$\boxed{A_a(\omega_\pi) < A_b'(\omega_\pi)} \qquad (22a)$$

la această frecvență știm că

$$\Phi(\omega_\pi) = -\pi$$

deci

$$\Phi_a(\omega_\pi) + \Phi_b(\omega_\pi) = -\pi$$

sau ținînd seama de (21)

$$\boxed{\Phi_a(\omega_\pi) = \Phi_b'(\omega_\pi)} \qquad (22b)$$

De asemenea, la $\omega = \omega_c$ trebuie îndeplinită condiția:

$$\gamma(\omega_c) > 0$$

Ținînd seama de (4) și (21) avem

$$\Phi_a(\omega_c) = -\pi - \Phi_b(\omega_c) + \gamma = \Phi_b'(\omega_c) + \gamma$$

și condiția pusă conduce la:

$$\Phi_a(\omega_c) - \Phi_b'(\omega_c) > 0$$

sau

$$\boxed{\Phi_a(\omega_c) > \Phi_b'(\omega_c)} \qquad (23a)$$

La frecvența ω_c știm că:

$$A(\omega_c) = 1$$

deci

$$\boxed{A_a(\omega_c) = A_b'(\omega_c)} \qquad (23b)$$

Cu ajutorul grupurilor de relații (22) și (23) se pot deduce cîteva reguli practice pentru aprecierea stabilității atît în diagramele polare cît și în cele logaritmice, în care s-au trasat separat curbele corespunzătoare regulatorului și ale instalației automatizate.

Reguli practice

Regula I. Fiind trasate locul de transfer $Y_a(j\omega)$ al regulatorului și locul de transfer invers negativ al instalației automatizate $Y_b'(j\omega)$ față de aceleași axe de coordonate și la aceeași scară, se explorează cu o rază vectoare ambele locuri pînă ce se găsesc două puncte de aceeași frecvență ω_π pe cele două locuri situate pe aceeași rază vectoare. Se măsoară lungimile vectorilor $A_a(\omega_\pi)$ și $A_b'(\omega_\pi)$; dacă este satisfăcută condiția (22a) sistemul este stabil; marginea de cîștig este dată de:

$$m_k = \frac{A_b'(\omega_\pi)}{A_a(\omega_\pi)} \qquad (24a)$$

sau

$$m_{k_{db}} = A_{b_{db}}'(\omega_\pi) - A_{a_{db}}(\omega_\pi) \qquad (24b)$$

Regula II. Fiind trasate locurile de transfer ca la regula I se explorează cu un arc de cerc cu originea în originea axelor de coordonate ambele locuri, pînă se găsesc două puncte de aceeași frecvență ω_c pe cele două locuri situate pe același arc de cerc. În aceste puncte $A_a(\omega_c) = A_b'(\omega_c)$ iar $\Phi_a(\omega_c) \neq \Phi_b'(\omega_c)$. Dacă este satisfăcută condiția (23a), sistemul este stabil, iar marginea de fază este dată de:

$$\gamma = \Phi_a(\omega_c) - \Phi_b'(\omega_c) \qquad (25)$$

Regula III. Fiind trasate curbele atenuare — frecvență și fază — frecvență corespunzătoare locului de transfer ale regulatorului $Y_a(j\omega) = A_a(\omega)\, e^{j\Phi_a(\omega)}$ și ale locului de transfer invers negativ al instalației automatizate $Y_b'(j\omega) = A_b'(\omega)\, e^{j\Phi_b'(\omega)}$ se găsește frecvența ω_c la intersecția curbelor $A_a(\omega)$ și $A_b'(\omega)$, iar frecvența ω_π la intersecția curbelor $\Phi_a(\omega)$ și $\Phi_b'(\omega)$. Se citesc valorile $A_a(\omega_\pi)$, $A_b'(\omega_\pi)$, $\Phi_a(\omega_c)$ și $\Phi_b'(\omega_c)$. Dacă sînt satisfăcute condițiile (22a) și (23a) sistemul este stabil; marginea de cîștig este dată de relația (24b) iar marginea de fază este dată de (25).

Exemple de aplicație

Pentru a ilustra aplicarea metodei și a regulilor de mai sus vom considera cazul simplu al unui regulator *PID* și al unei instalații automatizate tot de ordinul 2 ca mai sus, avînd funcția de transfer (11).

În figura 6 și 7 s-au reamintit curbele caracteristice ale regulatorului *PID*, iar în fig. 8—11

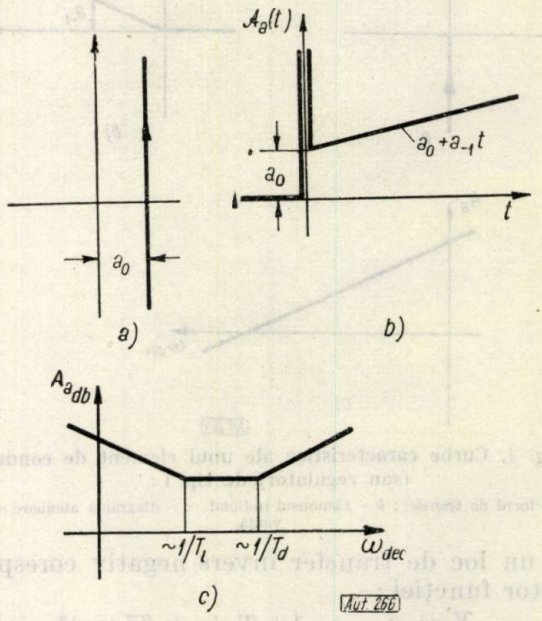


Fig. 6. Curbe caracteristice ale unui element de conducere (sau regulator) de tip PID (fără întîrziere):
a — locul de transfer; *b* — răspunsul indicial; *c* — diagrama atenuare-frecvență.

s-au examinat mai multe situații relative. Aplicînd regulile de mai sus, se deduce imediat că în cazul fig. 8 și 10 avem de a face

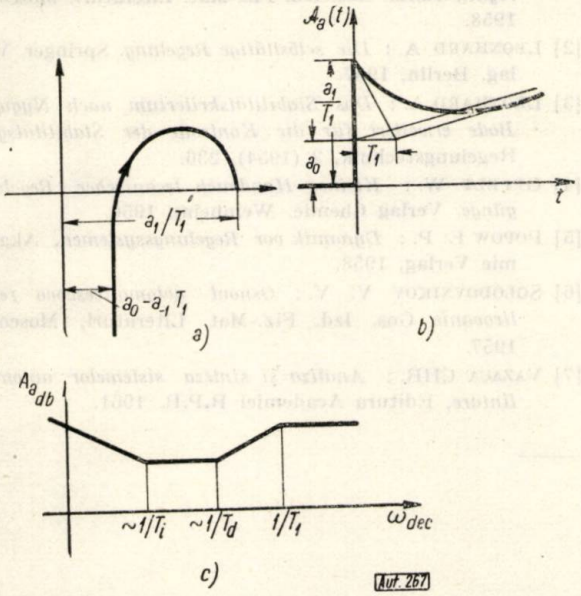


Fig. 7. Curbe caracteristice ale unui element de conducere (sau regulator) de tip $(PID)_1$ (cu întîrziere de ordinul 1): *a* — locul de transfer; *b* — răspunsul indicial; *c* — diagrama atenuare-frecvență

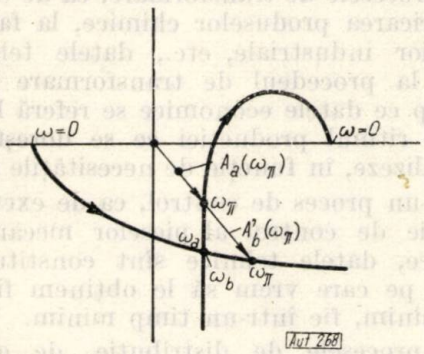


Fig. 8. Stabilitatea și gradul de stabilitate apreciate după situația relativă a diagramelor polare ale elementului de conducere (sau regulatorul) și ale instalației automatizate. Cazul unui sistem stabil.

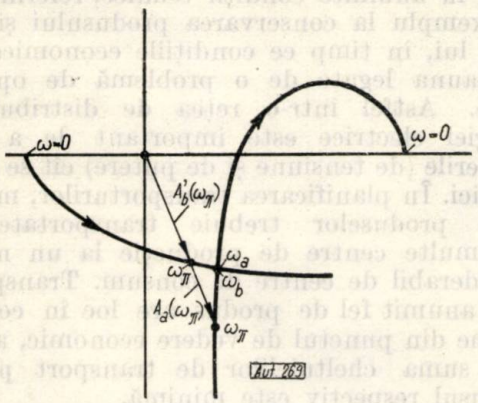


Fig. 9. Diagrame polare similare celor din fig. 8. Cazul unui sistem instabil.

cu un sistem stabil, iar în cazul fig. 9 și 11 cu un sistem instabil. Trecerea de la un caz la altul s-a făcut lăsînd nemodificată instalația automatizată și s-a considerat numai o creștere a amplificării în regulator. Pe aceste diagrame curbele corespunzătoare instalației automati-

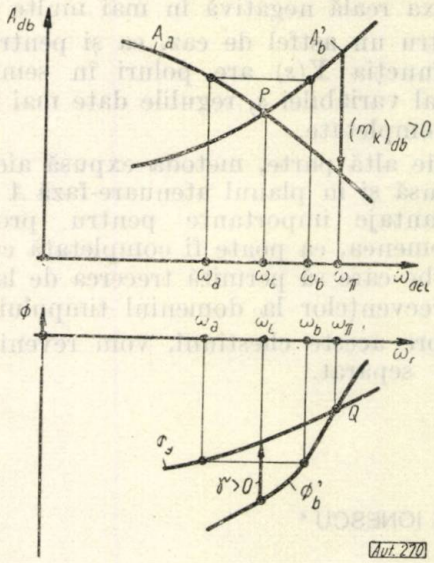


Fig. 10. Diagrame logaritmice corespunzătoare diagramelor polare din fig. 8.

zate rămîn neschimbate, iar cele ale regulatorului se schimbă potrivit cu modificarea adusă constantelor sale.

S-a considerat aici un caz simplu, în care între curba regulatorului și curba instalației automatizate există un singur punct de intersecție în planul complex. La acest punct de

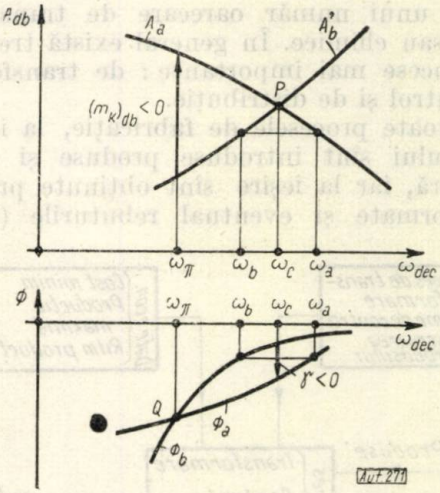


Fig. 11. Diagrame logaritmice corespunzătoare diagramelor polare din fig. 9.

intersecție corespunde o frecvență ω_a pe locul regulatorului și o frecvență ω_b pe locul instalației automatizate. La regulile de mai sus, s-ar fi putut adăuga și următoarea regulă foarte simplă: sistemul este stabil dacă $\omega_a < \omega_b$.

Dacă în loc de un regulator $(PID)_1$ s-ar fi luat un regulator $(PID)_2$, cu două constante de

timp de întîrziere sau mai multe, s-ar fi putut obține mai multe puncte de intersecție între locurile $Y_a(j\omega)$ și $Y_b(j\omega)$, ceeace ar fi corespuns cazului cînd și locul $Y(j\omega)$ ar fi intersectat semi-axa reală negativă în mai multe puncte.

Pentru un astfel de caz, ca și pentru cazul cînd funcția $Y(s)$ are poluri în semi-planul drept al variabilei s, regulile date mai sus trebuie completate.

Pe de altă parte, metoda expusă aici poate fi extinsă și în planul atenuare-fază $A = f(\Phi)$, cu avantaje importante pentru proiectare. De asemenea, ea poate fi completată cu rețele de curbe care să permită trecerea de la domeniul frecvențelor la domeniul timpului.

Despre aceste chestiuni, vom reveni cu un articol separat.

BIBLIOGRAFIE

[1] AIZERMAN M. A.: *Lekții po teorii avtomaticeskovo regulirovania.* Gos. Izd. Fiz.-Mat. Literaturî. Moscova, 1958.

[2] LEONHARD A.: *Die selbsttätige Regelung.* Springer Verlag, Berlin, 1957.

[3] LEONHARD A.: *Das Stabilitätskriterium nach Nyquist-Bode erweitert für die Kontrolle der Stabilitätsgüte* Regelungstechnik, 2 (1954), 236.

[4] OPFELT W.: *Kleines Handbuch technischer Regelvorgünge.* Verlag Chemie. Weinheim, 1956.

[5] POPOW E. P.: *Dynamik vor Regelungssystemen*, Akademie Verlag, 1958.

[6] SOLODOVNIKOV V. V.: *Osnovî avtomaticescovo regulirovanie* Gos. Izd. Fiz.-Mat. Literaturî, Moscova, 1957.

[7] VAZACA CHR.: *Analiza și sinteza sistemelor automate liniare*, Editura Academiei R.P.R. 1961.

TRAIAN IONESCU *

Optimalizare prin calculatoare analogice

CZ 621–52 : 681.142

1. Conducerea optimală a proceselor de producție

Vom prezenta în cele ce urmează un mod de optimalizare a proceselor de producție, cu ajutorul calculatoarelor electronice analogice.

Prin producție, se înțelege de fapt, în sensul larg al cuvîntului, un proces în cursul căruia un produs sau un ansamblu de produse este supus unui număr oarecare de transformări fizice sau chimice. În general există trei tipuri de procese mai importante: de transformare, de control și de distribuție.

În toate procesele de fabricație, la intrarea sistemului sînt introduse produse și energia necesară, iar la ieșire sînt obținute produsele transformate și eventual rebuturile (fig. 1).

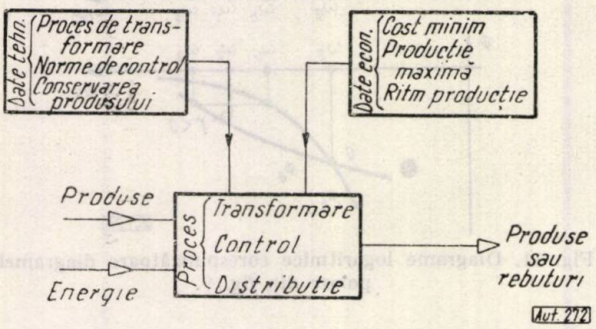


Fig. 1. Proces general de fabricație.

Manipularea acestor produse se face după date tehnice și economice bine cunoscute.

În procesele de transformare, ca de exemplu, la fabricarea produselor chimice, la fabricarea utilajelor industriale, etc., datele tehnice se referă la procedeul de transformare în sine, în timp ce datele economice se referă la costul sau la ritmul producției ce se dorește să se optimalizeze, în funcție de necesitățile de plan.

Într-un proces de control, ca de exemplu, la o secție de control al pieselor mecanice sau electrice, datele tehnice sînt constituite din norme pe care vrem să le obținem fie la un preț minim, fie într-un timp minim.

La procesele de distribuție, de exemplu, într-o rețea de distribuție a energiei electrice, a gazului sau a petrolului, a transporturilor etc., este important ca produsele să fie distribuite în anumite condiții tehnice, referindu-ne de exemplu la conservarea produsului și dirijarea lui, în timp ce condițiile economice sînt totdeauna legate de o problemă de optimalizare. Astfel într-o rețea de distribuție a energiei electrice este important de a avea pierderile (de tensiune și de putere) cît se poate de mici. În planificarea transporturilor, majoritatea produselor trebuie transportate din mai multe centre de producție la un număr considerabil de centre de consum. Transportul unui anumit fel de produs are loc în condiții optime din punctul de vedere economic, atunci cînd suma cheltuielilor de transport pentru produsul respectiv este minimă.

În majoritatea întreprinderilor industriale moderne, automatizarea a ajuns la un astfel de nivel, încît operatorul uman luînd informații asupra stării procesului, datorită instrumentelor

* Ing. T. IONESCU este inginer principal la Institutul de fizică atomică al Academiei R.P.R.

de măsurat şi dispunînd de organe de reglare corespunzătoare, exercită comanda unităţii în funcţie de datele tehnice (abace, reguli empirice, etc.) şi economice pe care le posedă.

Totuşi prin acest sistem, nu s-a ajuns la optimalizare. Aceasta deoarece operatorii umani au capacitate de apreciere limitată, care se reflectă în procesul industrial prin timpi de răspuns lungi şi imprecizie în acţionare.

În ultimul timp se remarcă o etapă importantă în automatizarea proceselor industriale, prin apariţia calculatoarelor electronice ca utilaje de conducere şi optimalizare. Vom spune simplu că un calculator electronic este un organ dotat cu posibilităţi de control şi de apreciere extrem de mari şi de rapide.

În fig. 2 se arată schema principială a unui proces industrial complet automatizat; operatorul uman a comunicat calculatorului datele

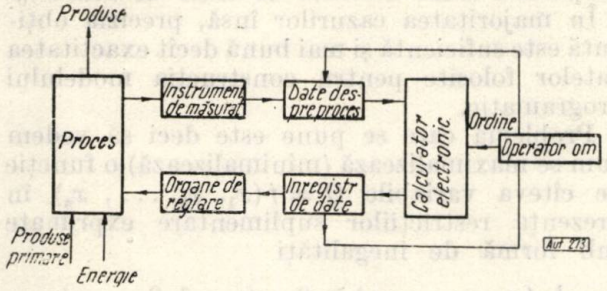


Fig. 2. Comanda unui proces de fabricaţie prin calculator electronic.

tehnice şi economice pe care le posedă, iar calculatorul a preluat locul său pentru a executa în mod automat conducerea unităţii industriale. Operatorului uman îi revine evident rolul de a da ordine calculatorului [1].

2. Utilizarea unui model matematic pentru conducerea optimală

Problemele puse unui calculator electronic constau în a optimaliza un proces, în prezenţa unui criteriu determinat, ce poate fi un randament, o calitate, un cost de fabricaţie, un ritm de producţie etc. Această optimalizare poate fi realizată în ciuda fluctuaţiilor variabilelor aleatoare, prin valori apropiate ce se pot da variabilelor de reglare şi ţinînd seama de restricţiile impuse sistemului. Conducerea optimă se consideră în regimul static al procesului, deoarece scopul calculatorului este de a comanda punctele de consemn ale organelor de reglare.

Este suficient a avea o idee aproximativă a regimului dinamic al procesului, pentru a nu introduce instabilitatea în sistemul de reglare.

Variabilele aleatoare ale unui proces pot fi cantităţi măsurabile, de exemplu: compoziţia şi debitul unei materii prime, variaţia sarcinei unei centrale electrice, condiţiile de temperatură şi presiune ambiante, etc. sau altele, imposibil de măsurat ca: variaţia activităţii unui catalizator sau gradul de salinitate a unui condensor, etc.

Prezenţa acestor variabile aleatoare necesită acţiunea asupra altor variabile, pe care ştim să le măsurăm şi asupra cărora se poate acţiona şi pe care le vom numi variabile de reglare. Aceste variabile sînt de exemplu: presiunile, debitele, temperaturile, vitezele etc.

Produsele finite sînt totdeauna caracterizate de parametrii care le definesc fie din punct de vedere calitativ ca: vîscozitatea, compoziţia, indicele octanic, etc., fie din punct de vedere cantitativ ca: debitul unui fluid, puterea electrică, etc. Aceşti parametri sînt, în general, măsurabili prin metode obişnuite.

Pentru a se trece la matematizarea procesului respectiv, va trebui să stabilească relaţiile dintre variabilele aleatoare x_i şi variabilele de reglare y_j, adică

$$z_{ij}\,(x_i, y_j) = 0 \qquad (1)$$

Se stabileşte apoi modelul matematic compus din ecuaţii, cuprinzînd funcţia ce se doreşte a se optimaliza (Q) şi restricţiile (b).

Acest model matematic este definit de ecuaţiile (2) şi (3)

$$Q = f(x_i, y_j) \qquad (2)$$

$$a_{ij}\,(x_i, y_j) \leqslant b_{ij}\,(x_i, y_j) \qquad (3)$$

Optimalizarea lui (Q) este obţinută derivînd (2) şi anulînd derivatele parţiale

$$\frac{\partial Q}{\partial y_j} = 0. \qquad (4)$$

Rezolvînd ecuaţiile (4) şi ţinînd seama de (3) se obţin ecuaţiile de reglare optimală

$$(y_j)_{opt} = y_j\,(x_i). \qquad (5)$$

Însă sistemul format din ecuaţiile (3) şi (4) nu se poate întotdeauna rezolva uşor în funcţie de y_j.

Dacă ecuaţiile (3) şi (4) sînt ecuaţii liniare se poate aplica binecunoscuta metodă de programare liniară [6].

Menţionăm, ca o problemă foarte dificilă, obţinerea ecuaţiilor matematice ale procesului, deci modelul matematic reprezentat de ecuaţiile procesului ce se doreşte a se optimaliza şi de ecuaţiile restricţiilor respective. Pentru aceasta procesul respectiv trebuie foarte bine cunoscut spre a putea fi algoritmizat.

3. Metodele de programare liniară

Multe din modelele proceselor industriale sau de altă natură se pot pune sub formă de ecuaţii algebrice liniare.

Prin programarea liniară se pot rezolva probleme ca de exemplu : determinarea amestecurilor de produse brute sau finite după criteriul optimului economic, problemă întîlnită mai ales în industria petroliferă, organizarea şi planificarea lucrului maşinilor-unelte, probleme de transporturi etc. Probleme din domenii foarte largi se pot rezolva prin aplicarea acestei metode. Diferitele metode propuse pentru rezolvarea unor astfel de probleme diferă însă numai în unele amănunte şi sînt în esenţă o aplicare a metodei generale folosite pentru a rezolva sisteme de ecuaţii algebrice simultane.

O problemă de programare liniară diferă de o problemă de rezolvare a ecuaţiilor algebrice (problemă matricială) prin aceea că ea conţine mai multe ecuaţii decît variabile, iar relaţiile sînt scrise sub formă de inegalităţi.

Menţionăm că în analiza programării liniare sînt tratate diverse cazuri şi teoreme. Nu vom analiza domeniul de aplicabilitate sau soluţiile particulare ale unor astfel de probleme, ci numai cazurile curente întîlnite în practică.

Forma generală a problemei de programare liniară poate fi enunţată astfel [2] :

Să se găsească maximul sau minimul funcţiei, sau ceea ce se mai numeşte optimalizarea funcţiei :

$$Q(x) = \sum_{i=1}^{n} c_i x_i, \tag{6}$$

condiţionată de un număr de m restricţii (legături) de forma :

$$L(x) = \sum_{j=1}^{n} a_{ij} x_j \leqslant b_i \ (i = 1,2,\ldots, m) \tag{7}$$

şi de un număr de restricţii care se aplică la o parte sau la toate variabilele, în sensul ca ele să fie pozitive sau nule

$$x_i \geqslant 0 \tag{8}$$

Valorile $Q(x)$ şi $L(x)$ pot fi arbitrare, funcţii unice de x. Se presupune de asemenea că cele m ecuaţii (7) sînt independente, căci dacă nu sînt, se poate reduce numărul lor pînă ce devin independente.

Pentru a putea face calculul prin metoda ce va fi descrisă, trebuie ca derivata de ordinul întîi a lui $Q(x)$ să fie definită în tot spaţiul soluţiei, iar derivatele de ordinul întîi ale lui $L(x)$ trebuie să fie definite în vecinătatea limitelor domeniului soluţiei.

Dacă coeficienţii c_i şi a_{ij} sînt toţi constanţi, problema care rezultă este o problemă de programare liniară.

4. Utilizarea calculatorului analogic în rezolvarea problemelor de programare liniară

Mărimea de ieşire a unui calculator analogic este o funcţie continuă de timp şi nu o funcţie discontinuă ca mărimea de ieşire a unui calculator numeric. Un calculator numeric va rezolva o problemă de programare liniară printr-un calcul numeric punct cu punct. Un calculator analogic va rezolva o astfel de problemă într-o formă continuă (dinamică) chiar dacă problema prin ea însăşi este statică.

Avantajul rezolvării problemei în formă dinamică este viteza de rezolvare, iar pentru un număr mare de probleme de programare, rezolvarea se face numai în cîteva secunde.

Se va vedea că metoda obişnuită pentru rezolvarea problemelor de optimalizare liniară prin calculatoare analogice este simplă şi rapidă, iar precizia obţinută este suficient de bună la 3 cifre semnificatice, sau chiar la 4 cifre dacă este cazul.

Nu se poate spune totdeauna că soluţionarea cu ajutorul unui calculator analogic a unei probleme de programare liniară este suficient de precisă fiind afectată de erori de cca. 1%.

În majoritatea cazurilor însă, precizia obţinută este suficientă şi mai bună decît exactitatea datelor folosite pentru construcţia modelului programatic.

Problema care se pune este deci să vedem cum se maximalizează (minimalizează) o funcţie de cîteva variabile $Q = f(x_1, x_2, \ldots, x_n)$ în prezenţa restricţiilor suplimentare exprimate sub formă de inegalităţi

$$b_j (x_1, x_2, \ldots, x_n) \geqslant 0 \quad (j = 1,2,\ldots,n)$$

Se caută deci valorile lui x_i care minimalizează pe (Q). Pentru aceasta se generează în spaţiul soluţiei mişcarea unui punct M care se mişcă de-a lungul gradientului funcţiei ce trebuie maximalizată (minimalizată) pînă ce maximul (minimul) funcţiei este atins [3].

Vectorul viteză a mişcării poate fi definit prin :

$$\dot{M} = \varepsilon \operatorname{grad} Q - K \sum_{j=1}^{m} \alpha_j \operatorname{grad} L_j (L_j - b_j) \tag{9}$$

unde :

$$\alpha_j = \begin{cases} 1 \text{ dacă } L_j > b_j \\ 0 \text{ dacă } L_j \leqslant b_j \end{cases} \tag{10}$$

şi în care : grad Q este gradientul funcţiei $Q = f(x_1, x_2, \ldots, x_n)$ dat de relaţia :

$$\operatorname{grad} Q = \sum_{j=1}^{n} \frac{\partial Q}{\partial x_j} \bar{i}_j, \tag{11}$$

unde :

$\bar{i}_j$ este un vector unitar al sistemului de coordonate ;

ε — o mărime arbitrară, atribuită iniţial sistemului (eroarea) ;

K — o mărime arbitrară (factor de amplificare).

Astfel cînd punctul $M (x_1, x_2, \ldots, x_n)$ este în interiorul spaţiului n dimensional (toate ine-

galitățile satisfăcute) vectorul viteză se află în lungul gradientului funcției Q. Mărimea grad L_j definește un vector normal la suprafața limită $L_j = b_j$.

La o oarecare distanță finită dincolo de limită valoarea lui $(L_j - b_j)$ va fi astfel încît termenul din ecuația (9) $- K (L_j - b_j)$ grad L_j va anula componenta normală a vitezei la suprafața limită.

Vectorul viteză va fi astfel paralel la suprafață, pentru valori finite pozitive ale lui $(L_j - b_j)$.

La punctele în vecinătatea maximului relativ (minim) a lui Q, $\dot{M}$ va dispare.

Valoarea lui ε (eroarea) poate fi făcută arbitrar oricît de mică, iar $\dot{M}$ va ajunge foarte aproape de maxim (minim). Se spune că ε este redus, cantitatea $(L_j - b_j)$ va fi de asemenea redusă și punctul în care $\dot{M} = 0$ va fi soluția căutată și se va găsi în interiorul sau la o oarecare limită de spațiul soluției [5].

Un exemplu simplu va servi pentru a ilustra metoda ce trebuie urmată [4].

Într-un atelier, unde mașinile-unelte sînt parțial ocupate se dorește să se mai confecționeze două tipuri de piese mecanice în condițiuni economice optime. Problema care se pune deci este de a ști cîte loturi din fiecare model de piese trebuie puse în fabricație. Pentru executarea acestor piese sînt necesare trei mașini :

— un strung A pentru degrosări
— un strung B pentru finisări și tăiat filet
— o raboteză C pentru rectificări finale.

Timpii disponibili pentru fiecare mașină sînt : $A : b_1$ ore, $B : b_2$ ore, $C : b_3$ ore.

Timpii de fabricare a unui lot din fiecare model sînt indicați în ore în tabelul alăturat.

	Mașină-unealtă		
	A	B	C
Piesa model 1	a_{11}	a_{21}	a_{31}
Piesa model 2	a_{12}	a_{22}	a_{32}

Costul este de C_1 lei la piesele model 1 și de C_2 lei la piesele din modelul 2.

Vom putea scrie limitările impuse prin timpii disponibili ai mașinilor sub forma unui sistem de inecuații.

$$L_1 = a_{11} x_1 + a_{12} x_2 \leqslant b_1 \qquad (7a)$$

$$L_2 = a_{21} x_1 + a_{22} x_2 \leqslant b_2 \qquad (7b)$$

$$L_3 = a_{31} x_1 + a_{32} x_2 \leqslant b_3 \qquad (7c)$$

și funcția economică $Q = f(x_1, x_2)$ prin :

$$Q = c_1 x_1 + c_2 x_2 \qquad (6a)$$

Pentru a completa enunțul problemei trebuie să considerăm toate valorile alese ca fiind pozitive sau nule, deoarece un program de fabricație efectiv nu poate avea decît valori pozitive, ceea ce se traduce matematic prin $x_1 \geqslant 0$, $x_2 \geqslant 0$.

Pentru a putea aplica metoda prezentată trebuie, așa cum s-a mai arătat, ca derivata de ordinul întîi a lui $Q(x)$ să fie definită în tot spațiul soluției. Astfel :

$$\begin{cases} \dfrac{dx_1}{dt} = \varepsilon \dfrac{\partial Q}{\partial x_1} = \varepsilon c_1 \\ \dfrac{dx_2}{dt} = \varepsilon \dfrac{\partial Q}{\partial x_2} = \varepsilon c_2 \end{cases}$$

Funcționarea sistemului se conduce după ecuațiile :

$$\dot{x}_1 = \eta_1 \frac{\partial Q}{\partial x_1} - K \sum \text{Restricții} = 0 \qquad (9a)$$

$$K \sum \text{Restricții} = K (a_{11} e_1 + a_{21} e_2 + a_{31} e_3) \qquad (12)$$

$$e_1 = \alpha_1 (a_{11} x_1 + a_{12} x_2 - b_1) = \alpha_1 (L_1 - b_1) \qquad (13a)$$

$$e_2 = \alpha_2 (L_2 - b_2) \qquad (13b)$$

$$e_3 = \alpha_3 (L_3 - b_3) \qquad (13c)$$

$$\alpha_i = \begin{cases} 1 \text{ dacă } L_i > b_i \\ 0 \text{ dacă } L_i \leqslant b_i \end{cases} \quad (i = 1,2,3),$$

unde K este un factor de amplificare, iar $\eta_1 = K_1 \cdot C_1$.

La fel se obține și $\dot{x}_2$.

Pentru funcția Q avem :

$$K_1 C_1 \frac{\partial Q}{\partial x_1} + K_2 C_2 \frac{\partial Q}{\partial x_2} = \varepsilon . \qquad (14)$$

Spațiul soluției, după cum se vede în fig. 3, este delimitat de 5 drepte, b_1, b_2, b_3 și de cele două axe de coordonate x_1 și x_2 care reprezintă restricțiile $x_1 \geqslant 0$ și $x_2 \geqslant 0$.

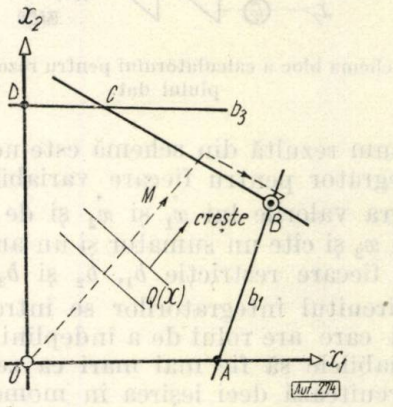


Fig. 3. Soluția calculatorului pentru exemplul dat.

Orice punct din spațiul $OABCD$ va reprezenta un program realizabil, adică va satisface restricțiile date. Problema care se cere este de a găsi un program realizabil care conduce la valoarea maximă.

Dacă vectorul vitezei este definit ca mai sus, punctul se va mişca de-a lungul drumului arătat punctat în figură pînă ce prima limită este atinsă.

Dacă componenta perpendiculară a vectorului viteză pe b_2 este anulată printr-un circuit de reacţie, punctul va continua să se mişte de-a lungul lui b_2 în direcţia creşterii funcţiei Q. Cînd ultima restricţie b_1 este atinsă punctul $\dot{M}$ încetează să se mai mişte. Dacă valoarea lui ε este redusă sau tinde să se apropie de zero, punctul $\dot{M}$ se va opri la intersecţia celor două restricţii b_1 şi b_2, dînd astfel soluţia problemei (punctul B este maximul soluţiei).

Pentru cazul simplu al funcţiei $Q(x)$ schema bloc a calculatorului analogic este dată în fig. 4.

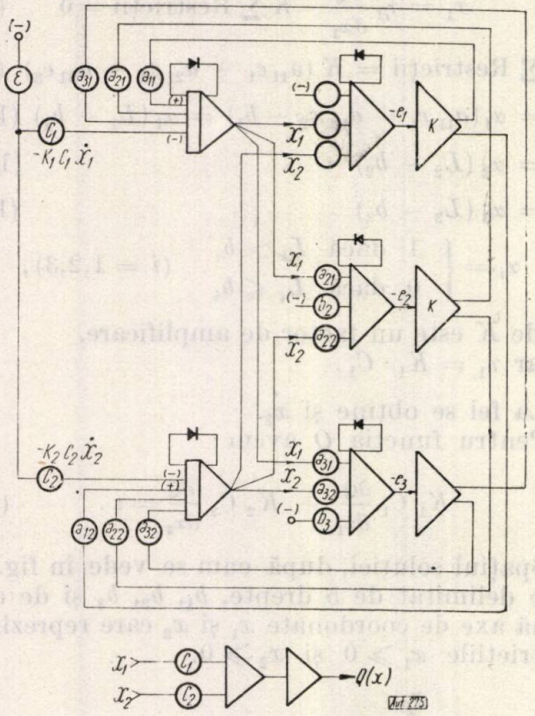


Fig. 4. Schema bloc a calculatorului pentru rezolvarea exemplului dat.

După cum rezultă din schemă este necesar cîte un integrator pentru fiecare variabilă, pentru a integra valorile lui $\dot{x}_1$ şi $\dot{x}_2$ şi de a rezolva pe x_1 şi x_2 şi cîte un sumator şi un amplificator pentru fiecare restricţie b_1, b_2 şi b_3.

În circuitul integratorilor se introduce cîte o diodă care are rolul de a îndeplini restricţia, ca variabilele să fie mai mari ca zero. Dioda scurtcircuitează deci ieşirea în momentul cînd se depăşeşte condiţia impusă ($x \geqslant 0$).

În afară de integratori metoda necesită un sumator pentru a rezolva ecuaţia $e_1 = \alpha_1 (L_1 - b_1)$. În mod analog pentru e_2 şi e_3. Cînd $L_1 > b_1$ apare o tensiune la ieşirea sumatorului, care multiplicată cu o valoare constantă K, alimentează integratorul într-un circuit de reacţie.

În momentul cînd cantităţile $\eta_1 \dfrac{\partial Q}{\partial x_1}$ sau $\eta_1 \dfrac{\partial Q}{\partial x_2}$ sînt anulate de tensiunile de la diferitele circuite de reacţie (care reprezintă restricţiile) maşina se opreşte. Valorile lui x_1 şi x_2 se înscriu automat printr-un sistem de înregistrare oarecare.

Menţionăm că va fi foarte uşor de modificat coeficienţii în funcţia dată şi restricţiile ecuaţiei, numai prin manevrarea potenţiometrelor coeficient ale calculatorului.

Problema particulară aleasă ca exemplu este atît de simplă încît soluţia poate fi obţinută prin simpla observaţie şi nu necesită rezolvarea ei printr-un calculator analogic.

Este evident că dacă dimensiunile spaţiului soluţiei cresc de la 2 la 5, 10 sau 50 variabile, soluţionarea printr-un calculator analogic se impune. Aceasta implică numai mărirea numărului elementelor operaţionale ale calculatorului.

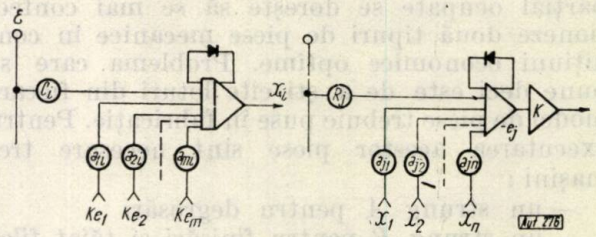


Fig. 5. Schema calculatorului general pentru probleme de programare liniară.

În fig. 5 este arătată schema unui calculator analogic general pentru rezolvarea problemelor de programare liniară.

5. Concluzii

Din cele de mai sus reiese că se pot rezolva probleme de programare liniară cu ajutorul calculatoarelor analogice.

Metoda prezentată se pretează foarte bine pentru probleme de programare liniară, deoarece există numai un singur maxim în spaţiul soluţiei şi aceasta pentru că funcţiile care apar în aceste probleme sînt sume de constante sau multipli constanţi ai variabilelor.

Soluţia va fi obţinută la prima probă, deoarece punctul $\dot{M}$ se mişcă continuu de la un punct iniţial la un punct final. Timpul de rezolvare este proporţional cu valoarea cantităţii ε folosită în rezolvare.

Odată ce problema este instrumentată pe un calculator analogic, mai multe variante ale problemei pot fi rezolvate în cîteva minute. Aceasta deschide un cîmp vast în soluţionarea

problemelor de programare. Calculatorul analogic mai are un avantaj față de calculatorul numeric, nu numai în ceea ce privește rapiditatea rezolvării dar și în aceea că restricțiile în funcțiile respective nu necesită să fie liniare în regiunea interesată.

Folosirea unui calculator analogic are dezavantajul că pentru problemele mai complicate necesită un echipament electronic mai complex în detrimentul preciziei obținute, care descrește odată cu mărirea ansamblului.

BIBLIOGRAFIE

[1] AURICOSTE J. : *Optimisation des procesus de fabrication grâce au calculateur électronique.* Electronique Industrielle (1961) nr. 1, 15—16 ; nr. 2, 60—62.
[2] BELLMAN R : *Introduction to Matrix Analysis.* Mc Graw-Hill Book, New York, 1960.
[3] FELDBAUM A. A. : *Automaticeskii Optimizator.* Avtomatica i Telemehanika *19* (1958) nr. 8, 731—743.
[4] GREENWALD D. U. : *Programmation linéaire et algorithme du simplexe.* Dunod, Paris, 1960.
[5] JACKSON S. A. : *Analog Computation.* Mc. Graw-Hill Book, New York 1960.
[6] PYNE I. B. : *Linear Programming on an Analog Computer.* Trans. AIEE part *I* (1956), 139—143.

STELIAN DUMITRESCU

Cercetări experimentale asupra comportării dinamicii cuptoarelor tubulare de încălzire

CZ 621—501.22 :66.041.45 :665.52.048

1. Introducere

Automatizarea rațională și complexă a oricărui proces tehnologic și introducerea elementelor de logică și a mașinilor de calcul în conducerea automată a proceselor tehnologice se pot face numai în baza unei analize științifice complexe a obiectului sau instalației în care are loc procesul tehnologic dat.

Această analiză trebuie să pună în evidență caracterul schimbării parametrilor ce definesc starea procesului tehnologic dat, atunci cînd asupra procesului tehnologic apar diverse perturbări care ar provoca deplasarea procesului tehnologic de la o stare de echilibru către o nouă stare de echilibru. Cu alte cuvinte, trebuie să se cunoască reacția obiectului reglat la orice fel de perturbări, adică să se cunoască deviația parametrului sau parametrilor reglați, funcție de orice fel de perturbări apărute în procesul tehnologic dat.

Această problemă poate fi soluționată atît cu ajutorul metodelor pur teoretice cît și cu ajutorul metodelor experimentale.

În cazul proceselor tehnologice relativ simple, unde calculele se pot duce ușor pînă la sfîrșit, superioritatea metodelor pur teoretice este evidentă. În acest caz se poate pune relativ ușor în evidență, înainte de proiectare, influența reciprocă a parametrilor procesului și influența elementelor constructive ale obiectului reglat asupra proceselor de trecere.

În cazul proceselor tehnologice complexe, dat fiind greutatea mare, sau uneori chiar imposibilitatea efectuării pînă la sfîrșit a calculelor, chiar cu ipoteze simplificatoare metodele pur teoretice, cel puțin în stadiul actual al tehnicii de calcul, sînt foarte greoaie, aproape inaplicabile. La aceasta se mai adaugă și faptul că fiecare proces tehnologic, fiecare obiect reglat își are particularitățile sale individuale greu de prins în calculele pur analitice, ceea ce conduce evident la nesiguranța rezultatelor obținute pe cale pur teoretică.

Din cauzele arătate mai sus, interesul către metodele experimentale a crescut mult, iar în literatura de specialitate, actualmente se găsește un bogat material ingineresc în această direcție. Metodele experimentale, alături de dezavantajul că nu pot pune ușor în evidență influența elementelor constructive ale obiectului reglat asupra proceselor de trecere, au marele avantaj de a da o rezolvare sigură și relativ ușoară în toate cazurile concrete și de a deveni criteriu de verificare a metodelor teoretice în general.

2. Ridicarea experimentală a caracteristicilor dinamice, metodica și aparatura folosită

Operațiunea de ridicare a caracteristicilor dinamice, pe care spre exemplificare o redăm mai jos, a fost executată de către un colectiv de la catedra „Calcul Construcții Utilaj Petrolifer" de la I.P.G.G.-București.

Cu excepția aparatului generator de oscilații sinusoidale electrice GOES, construit de un colectiv de studenți în cercul de cercetare științifică de automatică de la I.P.G.G., aparatura folosită a fost aparatura industrială ce se găsește de regulă la aproape orice instalație. La aparatele înregistratoare s-a mărit viteza de progresiune a benzii înregistratoare la 240 mm/h în scopul ușurării citirii indicațiilor.

Primele experiențe s-au executat în luna ianuarie 1961, de regulă noaptea, pe un cuptor tip D. A. V. În figura 1 este redată schema tehnologică a acestui cuptor, precum și caracteristicile lui tehnologice și constructive de bază.

Avînd în vedere faptul că, caracteristicile dinamice ale elementului sensibil şi ale organului de execuţie depind foarte mult de particularităţile de amplasare şi funcţionare a acestora în cadrul obiectului reglat, s-a considerat că aceste două elemente fac parte integrantă din obiectul reglat, constituind astfel o verigă de bază, cealaltă verigă a sistemului de reglare constituind-o regulatorul. Această aproximaţie s-a făcut în baza faptului că în limita deviaţiilor mici de la valoarea de regim, elementul

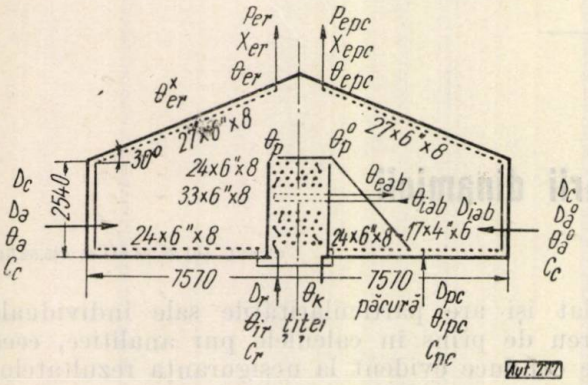


Fig. 1. Schema tehnologică şi caracteristicile de bază ale cuptorului studiat.

sensibil şi organul de execuţie, practic, se comportă ca elementele liniare cu inerţie incomparabil mai mică decît a obiectului reglat.

Dat fiind întîrzierea şi inerţia mare cu care se produc deviaţiile temperaturii transferului, un deosebit interes prezintă măsurarea deviaţiilor de temperatură ale punctelor intermediare ale circuitului material încălzit, precum şi măsurarea deviaţiilor temperaturii produselor de ardere la prag. Este interesant a se şti legile după care se produc aceste deviaţii, în vederea alegerii locului de preluare a impulsului de reglare.

În figura 2 este redată schema structurală cea mai generală a cuptorului tubular din figura 1, luat ca exemplu, iar în figura 3 este redată schema structurală simplificată în care nu se ţine seamă de perturbaţiile rare şi neînsemnate, adică considerînd constante următoarele mărimi de intrare

$$p_{er},\ p_{epc},\ D_{iab},\ \theta_{iab},\ C_c,\ C_r,\ C_{pc},\ D_a,\ D_a^0,\ \theta_a \text{ şi } \theta_a^0$$

Cu metoda perturbaţiilor artificiale s-au ridicat caracteristicile de timp la funcţia tip treaptă şi caracteristicile amplitudofazice pentru oscilaţii sinusoidale de intrare pe sectoare pentru două dintre cele mai importante canale : pe canalul agentului de reglare ; debit de combustibil — temperatură la prag — temperatura punctului intermediar — temperatura de ieşire ţiţei şi pe canal ; debit de ţiţei — temperatura la prag — temperatura punctului intermediar — temperatura de ieşire ţiţei. Informativ s-a urmărit şi dependenţa presiunii de intrare a ţiţeiului de parametrii regimului dat.

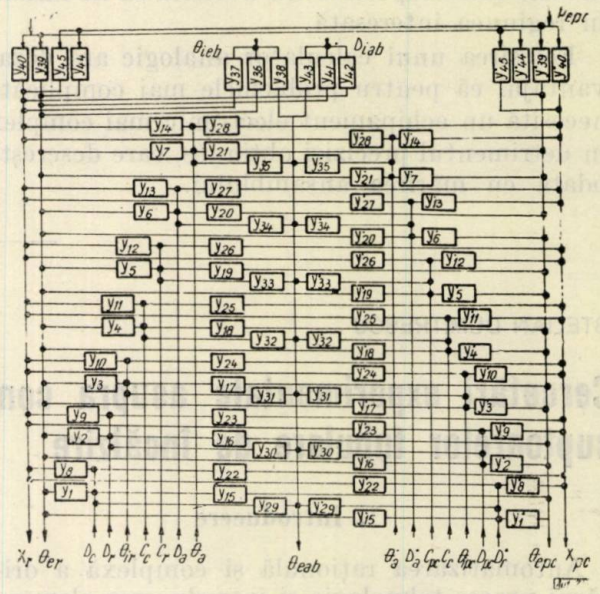


Fig. 2. Schema funcţională a cuptorului tubular din fig. 1.

Experienţele au fost executate de mai multe ori pe circuit de reglare deschis, aşa cum este arătat în figura 4.

Controlul stabilizării principalelor mărimi de intrare ale cuptorului s-a efectuat cu ajutorul aparatelor de la nivelele *III* şi *IV*, iar reacţia cuptorului s-a înregistrat pe benzile aparatelor de la nivelul *II* figura 4.

Între semnalele de ieşire ale generatorului de oscilaţii electrice GOES, semnalate regulatorului *EPP09* şi semnalele debitmetrelor de pe circuitele de combustibil şi de ţiţei, practic nu s-a observat decalaj, între aceste semnale păstrîndu-se proporţionalitate. Aceasta a făcut posibilă prelucrarea materialului obţinut, suprapunînd banda potenţiometrului *EPP09* de la nivelul *I* peste benzile potenţiometrelor *EPP09* de la nivelul *II*, obţinînd astfel caracteristicile de timp şi caracteristicile amplitudofazice corespunzătoare.

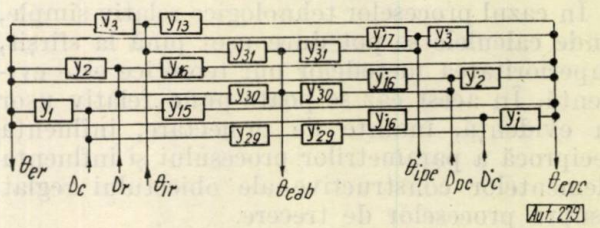


Fig. 3. Schema funcţională simplificată a cuptorului tubular.

Funcţia treaptă a fost dată de mai multe ori şi cu diverse intensităţi atît în sens pozitiv cît şi în sens negativ pentru o singură sarcină. La alte cuptoare studiate, funcţia treaptă a

fost dată la diverse sarcini ale cuptorului respectiv.

S-a studiat reacţia cuptorului tubular la oscilaţii sinusoidale de frecvenţă, începînd cu cu 0,1 Hz.

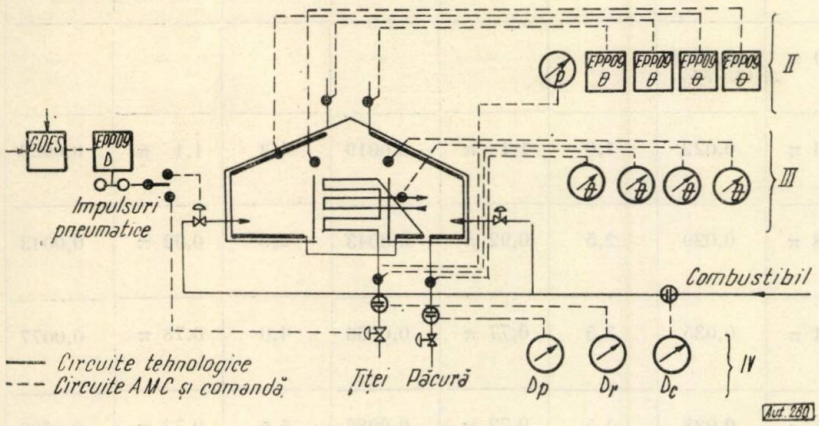


Fig. 4. Schema de conexiuni.

Figurile 5 şi 6 reprezintă caracteristicile de timp, iar figurile 7 şi 8 şi tabelele 1 şi 2 redau

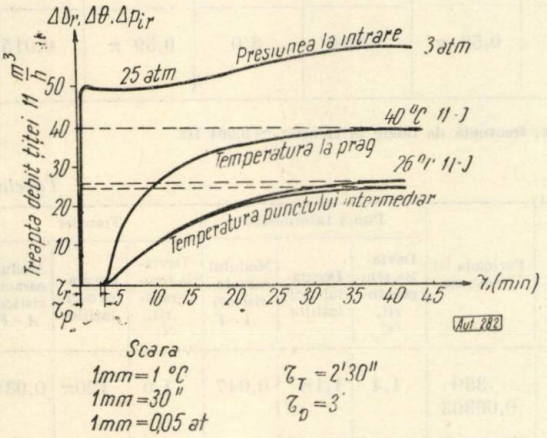


Fig. 6. Caracteristicile de timp la funcţia treaptă negativă pe canalul debit de ţiţei — temperatura de ieşire.

caracteristicile amplitudine-fază ale cuptorului luat ca exemplu pentru cele două canale de perturbare, amintite mai sus.

Aceste caracteristici sînt tipice tuturor cuptoarelor tubulare de încălzire, iar în această lucrare ele sînt redate atît în formă dimensională cît şi în formă adimensională.

Caracteristica amplitudine-fază a sectorului debit-ţiţei-temperatura produselor de ardere la prag prezintă următoarea particularitate:

Pentru frecvenţe cărora le corespund perioade mai mici, sau comparabile cu timpul normal de trecere a materialului prin cuptor, modulul caracteristicii amplitudine-fază este nul. Această situaţie se explică astfel. Pentru frecvenţe mai mari de 0,001 Hz, cînd timpul de trecere a ţiţeiului prin cuptor este mai mare decît perioadele de oscilaţii, sau în caz extrem la frecvenţe apropiate de 0,001 Hz, cînd el este comparabil cu ele, în serpentina cuptorului întotdeauna se găsesc mai multe unde.

Se ştie că în acest caz, cînd în cuptor se găsesc mai multe unde, capacităţile zidăriei şi serpen-

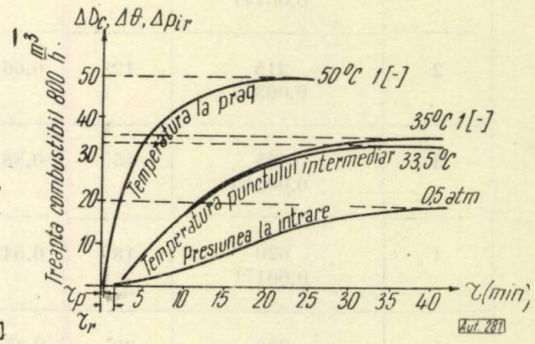


Fig. 5. Caracteristicile de timp la funcţia treaptă pozitivă pe canalul debit de combustibil — temperatura de ieşire.

tinei lucrează ca un „acumulator" şi ca un „nivelator" intermediar de energie, mijlocind astfel menţinerea constantă a temperaturii produselor de ardere în focar, şi prin urmare şi la prag. Experienţele au arătat, deci, că sus-numitele două capacităţi au valori însemnate şi

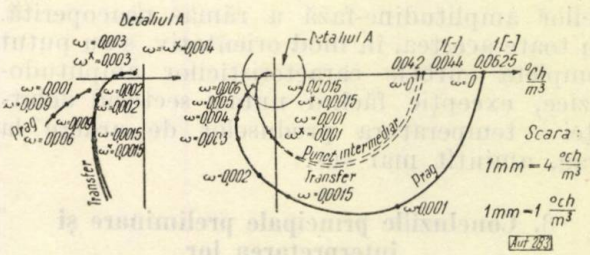


Fig. 7. Caracteristicile amplitudine — fază ale canalului debit de combustibil — temperatura la prag — temperatura de ieşire.

că ele împreună joacă un rol destul de important în procesul de reglare.

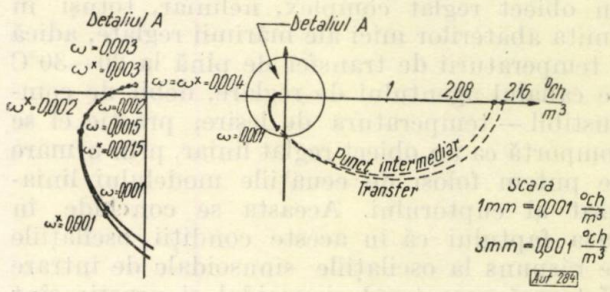


Fig. 8. Caracteristicile amplitudine — fază ale canalului debit de ţiţei — temperatura de ieşire.

Din păcate nu s-au putut realiza oscilaţii sinusoidale cu frecvenţă mai mică de 0,001 Hz, şi din această cauză o bună zonă a caracteris-

Tabela 1

Nr. experienței	Perioada, (s) frecvența	La prag			Puncte intermediare			Transfer		
		Deviație temperatură, °C	Decalajul oscilațiilor	Modulul caracteristicei $A-F$	Deviație temperatură, °C	Decalajul oscilațiilor	Modulul caracteristicei $A-F$	Deviație temperatură °C	Decalajul oscilațiilor	Modulul caracteristicei $A-F$
1	135 0,00741	5	0,89 π	0,0096	—	—	—	—	—	—
2	315 0,00317	12	0,66 π	0,022	1,0	1,1 π	0,0019	1,2	1,1 π	0,0023
3	465 0,00215	15	0,58 π	0,029	2,5	0,92 π	0,0043	2,5	0,92 π	0,0043
4	620 0,00171	18	0,54 π	0,035	3,5	0,77 π	0,0066	4,0	0,78 π	0,0077
5	660 0,00152	20	0,45 π	0,038	4,5	0,72 π	0,0086	5,0	0,72 π	0,0096
6	810 0,00137	22	0,41 π	0,042	6,0	0,63 π	0,011	6,5	0,66 π	0,0112
7	900 0,0011	26	0,37 π	0,050	7,0	0,56 π	0,014	8,0	0,59 π	0,015

Amplitudinea oscilațiilor de intrare 800 $\frac{m^3}{h}$; frecvență de tăiere la prag $\simeq$ 0,01 Hz; frecvență de tăiere la transfer $\simeq$ 0,004 Hz.

ticilor amplitudine-fază a rămas neacoperită. Cu toate acestea, în mod orientativ, s-au putut completa curbele caracteristicilor amplitudo-fazice, excepție făcînd numai sectorul debitției — temperatura produselor de ardere la prag, amintit mai sus.

3. Concluziile principale preliminare și interpretarea lor

Concluziile de mai jos sînt trase în baza unui material experimental cules de autor de la o serie de cuptoare tubulare de încălzire din țară și din Uniunea Sovietică.

a) Deși cuptorul tubular de încălzire este un obiect reglat complex, neliniar, totuși în limita abaterilor mici ale mărimii reglate, adică a temperaturii de transfer de pînă la 20—30°C pe canalul agentului de reglare, debit de combustibil — temperatura de ieșire, practic el se comportă ca un obiect reglat liniar, prin urmare ne putem folosi de ecuațiile modelului liniarizat al cuptorului. Aceasta se conchide în baza faptului că în aceste condiții oscilațiile de răspuns la oscilațiile sinusoidale de intrare păstrează caracterul sinusoidal și practic sînt proporționale între ele.

Trebuie totuși remarcat faptul că un studiu mai atent duce la descoperirea unui slab fenomen Histerezis. La funcția treaptă pozitivă, pe sus-numitul canal de perturbare, cuptorul

Tabela 2

Numărul experienței	Perioada (s) frecvența	Punct intermediar			Transfer		
		Deviația temperaturii, °C	Decalajul oscilațiilor	Modulul caracteristicei $A-F$	Deviația temperaturii, °C	Decalajul oscilațiilor	Modulul caracteristicei $A-F$
1	330 0,00303	1,4	1,1π	0,047	1,0	120π	0,034
2	500 0,00200	4,5	0,9π	0,150	3,2	0,95π	0,110
3	630 0,00160	5,5	0,86π	0,180	4,5	0,90π	0,150
4	810 0,00123	7,5	0,75π	0,250	7,0	0,18π	0,230
5	900 0,00110	8,4	0,7π	0,280	8,0	0,73π	0,270

Amplitudinea oscilațiilor de intrare 30 $\frac{m^3}{h}$; frecvența de tăiere la prag $\lesssim$ 0,001 Hz; frecvența de tăiere pe transfer 0,004 Hz.

tubular este mai inert decît la funcția treaptă negativă. De asemenea se constată că perioadele de trecere, în cazul unor perturbații de mică intensitate, sînt ceva mai scurte decît cele corespunzătoare unor perturbații de intensitate

mai mare. Prin urmare, pentru acoperire urmează a se lua ca bază pentru calcul funcția treaptă pozitivă cu intensitate cît mai mare, în funcție de posibilitatea ei maximă de manifestare.

b) Cuptorul tubular are foarte bune proprietăți de filtrare. Practic el nu reacționează la oscilații sinusoidale de frecvențe mai mari de circa $\frac{1}{200} - \frac{1}{300}$ Hz. Această proprietate reiese din studiul aspectului caracteristicilor dinamice prezentate în figurile 7 și 8, care sînt tipice tuturor cuptoarelor tubulare. Se vede clar că modulul oscilațiilor de răspuns la aceeași oscilație de intrare scade repede cu creșterea frecvenței.

c) Cuptorul tubular este un obiect reglat stabil, cu bune calități de autoîndreptare, cu foarte mare inerție și cu oarecare întîrziere pură (de transport). Cum era și de așteptat perioada de trecere scade, iar calitatea de autoîndreptare crește cu creșterea sarcinii termice a cuptorului (vezi pct. g). Aceste constatări reies din analiza caracteristicilor de tip (curbelor de demarare), care de asemenea sînt tipice tuturor cuptoarelor tubulare. La cuptoarele tubulare industriale, perioadele de trecere sînt de ordinul de mărime 1/5 — 3/4 ore, iar timpul de întîrziere pură de circa 1,1/2 — 3 minute. Forma curbelor de trecere demonstrează evident că ansamblul: element sensibil — cuptor — organ de execuție se comportă ca un element static (cu inerție), ce posedă bune calități de amortizare (de frînare), mărimea reglată tinzînd asimptotic către valoarea stabilizată fără a oscila în jurul ei.

Autoîndreptarea pronunțată este consecința faptului că pierderile termice ca și căldurile specifice senzitive ale componenților materialului încălzit (țițeiului) cresc cu temperatura, precum și a faptului că materialul încălzit străbate cuptorul într-un timp limitat relativ scurt, iar tensiunile termice superficiale capătă de asemenea valori finite, limitate de rezistențele termice de trecere.

d) După cum se vede în figurile 7 și 8, caracteristicile amplitudine-fază ale cuptoarelor tubulare se află practic în primele două-trei cadrane. Mai mult, în cadranul trei, aceste curbe sînt foarte aproape de origine. În acest tablou este inclusă și influența nefavorabilă a întîrzierii pure, care după cum se știe, rotește aceste curbe de la stînga la dreapta cu unghiul $\alpha = \omega\tau$, unde ω este frecvența, iar τ timpul de întîrziere pură. Curbele caracteristicilor amplitudo-fazice ale aceluiași obiect reglat, însă în ipoteza absenței întîrzierii pure, se pot deduce — după cum se știe — din curbele caracteristicilor amplitudo-fazice care includ influența întîrzierii pure, rotindu-le pe acestea de la dreapta la stînga cu unghiul α. Intrucît la frecvența de tăiere, unghiul α are valoarea aproape de $\pi/2$, curbele caracteristicilor amplitudo-fazice ale obiectului reglat, neconsiderînd întîrzierea pură, s-ar retrage cu unghiul α și ar rămîne practic numai în cadranul întîi și doi. În baza acestei observații se poate trage concluzia că cuptorul tubular se comportă ca un obiect reglat cu două capacități principale și cu întîrziere pură. De altfel, aceeași concluzie se poate trage și după aspectul caracteristicilor de timp foarte asemănătoare cu cele ale obiectului reglat cu două capacități, dintre care una este predominantă. Acest tablou corespunde realității. Se poate ușor demonstra că coeficientul de capacitate al materialului încălzit este cu mult mai mare decît coeficientul de capacitate al serpentinei și al zidăriei, iar coeficientul de capacitate al gazelor arse în cuptor este într-adevăr neglijabil.

În fine, acest material dovedește posibilitatea tratării cuptorului tubular ca obiect reglat cu parametrii concentrați, avînd două capacități de bază și întîrziere pură, precizia descrierii dinamicii lui fiind cel puțin satisfăcătoare pentru practică.

e) Folosirea pentru reglare a unui impuls după temperatura produsului încălzit, luată dintr-un punct intermediar al serpentinei camerei de radiații, n-ar duce la o îmbunătățire substanțială a procesului de reglare, din două motive:

— Deviațiile temperaturii în acest punct ca reacție la o perturbare oarecare sînt practic sincrone și proporționale cu deviațiile temperaturii de transfer, excepție făcînd numai reacțiile la perturbări pe canalele temperaturii de intrare și compoziție material încălzit — temperatură de ieșire.

— Modulul și decalajul deviațiilor sînt funcție atît de canalul pe care se manifesta perturbarea cît și de locul de unde se ridică acest impuls. Este cunoscut faptul că datorită fenomenelor de vaporizare în echilibru, a materialului încălzit, coeficientul de transmisia căldurii (tensiunile termice), viteza de circulație a acestuia în serpentina cuptorului, temperatura și alți parametri ai regimului tehnologic au valori zonale în cuptor și diferă de la un regim de lucru al instalației la altul. Această situație implică mari complicații în stabilirea condițiilor de referință ale acestui impuls, condiții care se schimbă de la un regim de lucru la altul. În consecință, reglarea după acest impuls ar aduce complicații mari în construcția și acordarea regulatorului.

În cel mai fericit caz se poate folosi un impuls auxiliar după temperatura acestui punct, alături de impulsul de bază după temperatura transferului.

Folosirea unui impuls auxiliar după temperatura produselor de ardere la prag este recomandabilă, deoarece abaterile temperaturii pra-

gului la aceeaşi perturbare manifestată pe canalele ce vin din partea combustiunii sînt mai mari şi cu foarte mică întîrziere şi inerţie, în comparaţie cu cele corespunzătoare produse pe transfer, însă trebuie avută în vedere eroarea mare cu care se face măsurarea temperaturii produselor de ardere la prag.

f) Impulsul după presiunea de intrare în cuptor nu poate fi folosit pentru reglare. Ca să ne convingem de acest lucru, este suficient să remarcăm că variaţii în limite destul de mici ale compoziţiei şi conţinutului de apă în materialul încălzit duc la variaţii mari ale presiunii la pompe.

g) La cuptoare tubulare care lucrează cu însemnate variaţii ale debitului de material încălzit, măsurarea şi folosirea pentru reglare a impulsurilor, după variaţia acestui debit, sînt nu numai de dorit, ci chiar necesare, întrucît variaţii neînsemnate ale acestui debit duc la variaţii relativ însemnate ale temperaturii de ieşire.

În ce priveşte canalul de perturbare : debit de ţiţei — temperatura de ieşire, situaţia este următoarea : păstrînd constanţi ceilalţi parametri ai cuptorului şi variind debitul de ţiţei, odată cu această variaţie, cînd se modifică timpul de trecere a ţiţeiului prin cuptor, se modifică şi forma proceselor de trecere şi anume : cu creşterea debitului de ţiţei (sarcinii) cînd se micşorează timpul de trecere a materialului prin cuptor, perioada de trecere şi constantele de timp scad, şi invers pentru scăderea debitului de ţiţei. Această scădere, respectiv creştere, este cu atît mai mare cu cît intensitatea funcţiei treaptă este mai mare. Rezultă deci că de data aceasta pentru acoperire trebuie să se aleagă ca bază de calcul reacţia cuptorului la funcţia treaptă negativă, cînd cuptorul reacţionează mai inert decît la funcţia treaptă pozitivă de aceeaşi intensitate.

În acest mod experienţele au dovedit, deci, că timpul de trecere a materialului prin cuptor, alături de alţi factori ce caracterizează cuptorul şi regimul acestuia, este un element foarte important al dinamicii cuptorului tubular.

h) Problema procesului optim de ardere necesită un studiu aparte detaliat. Procesul de ardere este strîns legat de procesul de transmisie a căldurii şi el influenţează direct asupra caracteristicilor de timp şi de frecvenţă ale cuptorului.

i) Luînd în consideraţie numărul mare al canalelor de perturbare, rezultă că reglarea de bază trebuie să o constituie reglarea după deviere. Se subînţelege că în scopul îmbunătăţirii procesului de reglare, se recomandă a se folosi şi impulsuri de reglare ajutătoare după principalele perturbări, ca de pildă după variaţia debitului de material încălzit ş.a.m.d. De asemenea, din cele arătate la punctele a, g şi h reiese că este necesar a se realiza o reglare cel puţin de tipul proporţional — astatică dacă nu una mai complexă.

j) În sfîrşit, asupra metodei şi aparaturii de ridicare experimentală a caracteristicilor statice şi dinamice, putem conclude următoarele :

— Şi în cazul cuptoarelor tubulare metoda aceasta clasică se arată a fi eficace, simplă, sigură, nu implică cheltuieli prea mari pentru aparatură şi furnizează informaţii foarte preţioase atît personalului ce se ocupă cu automatizarea instalaţiei cît şi tehnologului.

— În scopul uşurării prelucrării materialului experimental, al măririi preciziei şi scurtării duratei operaţiilor pregătitoare se simte totuşi nevoia realizării unui mic laborator transportabil înzestrat cu aparatură universală corespunzătoare, care să excludă nevoia de a apela la aparatele instalaţiei de multe ori neprecise şi necorespunzătoare. Este indicat ca în dotaţia acestui laborator să intre şi aparatura necesară ridicării caracteristicilor statice şi dinamice cu metode statice.

— Pentru studiul cuptoarelor tubulare foarte mari şi al altor obiecte reglate, din petrol şi chimie, obiecte ce se caracterizează printr-o mare inerţie, este necesar să se lărgească limita superioară a perioadei generatorului de oscilaţii sinusoidale pînă la 1—2 ore şi să se prevadă posibilitatea funcţionării generatorului de oscilaţii în circuit închis, cu obiectul reglat pentru mărirea siguranţei şi securităţii funcţionării acestuia.

— Există condiţii şi perspective favorabile pentru începerea pe aceste baze a unui studiu sistematic în vederea obţinerii materialului necesar trecerii la o automatizare ştiinţifică raţională a instalaţiilor petrolifere şi petrochimice.

BIBLIOGRAFIE

[1] DUGNICOV E. G. : *Osnovî avtomaticescovo regulirovaniia teplovîh, profesov*, Gosenergoizdat, 1956.

[2] STEFANI E. P. : *Osnovî rasciota nastroichi reguleatorov teploenergheliceschih profesov*, Gosenergoizdat, 1960.

[3] SOLODNICOV V. V. : *Osnovî abjonaticescovo regulirovanie*, Maşghiz, 1952.

[4] ADELSON C. V. : *Tehnologhiceschii rasciot i constructivnoe oformlenie neftezavodschih necei*, Gosteploizdat, 1952.

ANEXĂ

Notaţiile şi indicii folosiţi în text :

a) *Notaţii*

D — debite m³/h ;
θ — temperaturi °C ;
C — compoziţie chimică ;
X — fracţie vapori-lichid ;
Y — funcţie de trecere ;
p — presiune (at) ;
ω — frecvenţa (Hz) ;
τ — timpul (min sau s).

b) *Indici*

c — pentru combustibil ;
a — pentru aer ;
T — pentru ţiţei ;
p_c — pentru păcură ;
a_b — pentru abur ;
i — pentru intrare în cuptor ;
e — pentru ieşirea din cuptor ;
p — pentru prag ;
k — pentru cocs ;
Δ — indică variaţia parametrului dat ;
° — indică partea „vid" a cuptorului ;
* — indică punctul intermediar al circuitului ţiţei ;
1,2, 3,... indici pentru funcţiile de trecere.

Observaţii. Indicii se pot cumula, exemplu : θ_{er} înseamnă temperatura de ieşire a ţiţeiului.

ARPAD SZABO *

Nivelmetre pe bază de izotopi radioactivi

CZ 681.128 : 621.039.84

Începînd din anul 1955, în urma acordului încheiat de ţara noastră cu U.R.S.S. s-au deschis perspective noi pentru aplicaţiile paşnice ale energiei nucleare şi în Republica Populară Romînă. Institutul de Fizică Atomică al Academiei R.P.R. produce acum izotopi radioactivi şi utilaje de măsurare a radiaţiilor nucleare, elaborează metode care fac posibilă extinderea pe scară largă a utilizării procedeelor bazate pe folosirea radioizotopilor în industrie. Izotopii radioactivi sînt folosiţi cu succes la controlul şi automatizarea proceselor de producţie, lucru preconizat de Directivele Congresului al III-lea al Partidului Muncitoresc Romîn.

Printre problemele puse de automatizarea complexă a proceselor tehnologice, o mare importanţă au măsurarea şi reglarea automată a nivelelor de lichide, sau de substanţe solide pulverulente în recipiente închise. Utilizarea nivelmetrelor care folosesc radiaţiile nucleare prezintă multe avantaje faţă de aparatele obişnuite (dispozitive optice, electrice de contact, pneumatice, etc.) şi sînt cazuri în care practic numai aceste nivelmetre radioactive pot fi aplicate fără perturbarea procesului tehnologic.

Cel mai mare avantaj al nivelmetrelor radioactive este faptul că ele se pot utiliza fără un contact direct între dispozitivul de măsurare şi mediul controlat. Acest fapt are o mare însemnătate, mai cu seamă, în cazul măsurătorilor efectuate în medii corosive, explozive, sau care se găsesc sub presiune mare, respectiv la temperatură înaltă. (De exemplu soluţiile concentrate de acizi şi baze, clor şi alte gaze lichefiate, sticlă sau metale topite, etc.)

Un alt avantaj al acestor dispozitive este simplicitatea relativă a montajelor electronice respective.

Nivelmetrele radioactive destinate urmăririi suprafeţei de separare dintre două medii de densităţi diferite (gaz-lichid, lichid-lichid, gaz-solid sau lichid-solid) se bazează pe atenuarea intensităţii radiaţiilor gama prin trecerea lor prin substanţă. Absorbţia radiaţiilor se exprimă prin relaţia

$$I = I_0 e^{-\mu \rho x} \qquad (1)$$

în care :

I este intensitatea radiaţiei incidente ;
I_0 — intensitatea radiaţiei atenuate ;
μ — coeficientul de absorbţie, care depinde de natura radiaţiei ;
ρ — densitatea materialului absorbant ;
x — grosimea stratului absorbant.

Din formulă se vede că intensitatea radiaţiilor suferă o schimbare atît în funcţie de variaţia grosimii absorbantului, cît şi în funcţie de variaţia densităţii lui.

Pe acest fenomen se bazează diferitele scheme ale nivelmetrelor radioactive. Componentele principale ale acestor nivelmetre sînt în general următoarele :

a) *O sursă de radiaţie gama.* Sursa se aşează într-un conteiner care asigură colimarea radiaţiilor şi protejarea personalului de deservire de influenţa dăunătoare a radiaţiilor. De obicei se utilizează ca sursă Co^{60} (cu timp de înjumătăţire $T = 5{,}3$ ani), Cs^{137} (cu $T = 30$ ani) sau Ra^{226} (cu $T = 1600$ ani).

b) *Un detector de radiaţii gama.* Cei mai frecvent întrebuinţaţi sînt contorii Geiger-Müller, care necesită un circuit electronic mai simplu, sau contorii prin scintilaţie, respectiv camere de ionizare.

c) *O instalaţie electronică.* Aceasta serveşte la amplificarea şi înregistrarea impulsurilor din detector, respectiv acţionarea releelor de semnalizare-comandă.

În cazul nivelmetrelor care se bazează pe măsurarea grosimii stratului de material absorbant, fluxul de radiaţii se transmite longitudinal (fig. 1 *a*) sau oblic transversal (fig. 2 *a*). Nivelul se determină cu ajutorul unor curbe de etalonare prealabil trasate (fig. 1 *b*

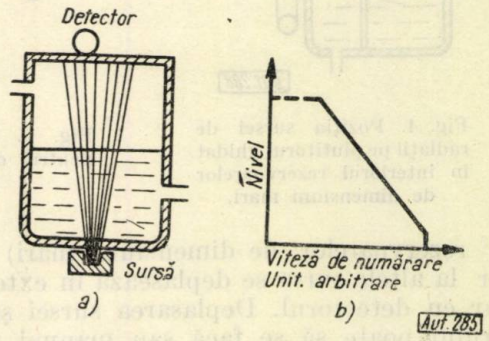


Fig. 1.

a — nivelmetru bazat pe măsurarea grosimii stratului de material absorbant în care fluxul de radiaţii se transmite longitudinal ; *b* — curba de etalonare.

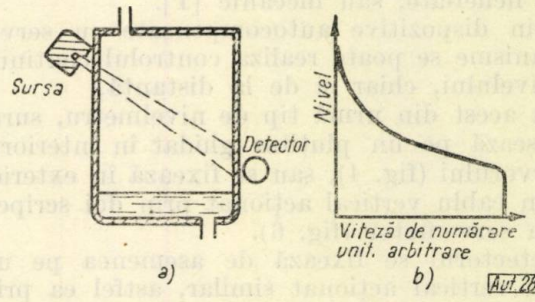


Fig. 2.

a — nivelmetru bazat pe măsurarea grosimii stratului de material absorbant în care fluxul de radiaţii se transmite oblic transversal ; *b* — curba de etalonare.

* Dr. A. SZABO este şeful laboratorului de radioizotopi de la Institutul de fizică atomică, Secţia Cluj.

şi fig. 2 *b*), care reprezintă variaţia vitezei de numărare în funcţie de nivel.

La nivelmetrele care se bazează pe variaţia densităţii mediului absorbant radiaţia se transmite după un diametru orizontal al rezervorului controlat (fig. 3 *a*). Deplasînd sursa şi detectorul

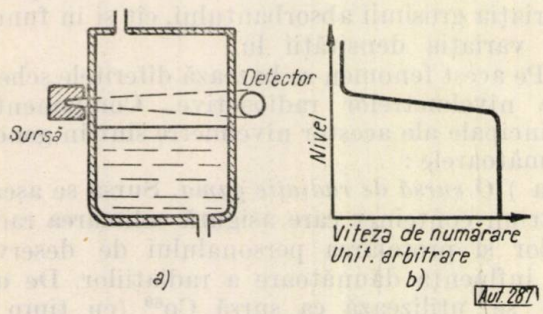


Fig. 3.

a – nivelmetru bazat pe variaţia densităţii mediului absorbant în care radiaţia se transmite după un diametru orizontal al rezervorului controlat; *b* – variaţia nivelului cu viteza de numărare.

în direcţie verticală, la trecerea nivelului de separare a celor două medii cu densităţi diferite, intensitatea radiaţiei detectate variază brusc, producînd un semnal optic sau sonor în blocul electronic (fig. 3 *b*).

La unele montaje sursa se aşează pe un plutitor ghidat, în interiorul rezervorului (în

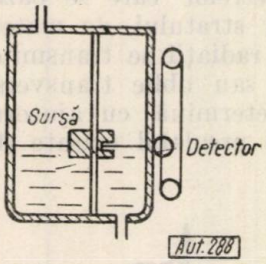


Fig. 4. Poziţia sursei de radiaţii pe plutitorul ghidat în interiorul rezervoarelor de dimensiuni mari.

cazul rezervoarelor de dimensiuni mari) (fig. 4), iar la altele sursa se deplasează în exterior, solidar cu detectorul. Deplasarea sursei şi detectorului poate să se facă sau manual printr-un dispozitiv simplu cu mîner (fig. 5 şi fig. 13) ca în cazul nivelmetrelor pentru buteliile de gaze lichefiate, sau mecanic [1].

Prin dispozitive autocompensate cu servomecanisme se poate realiza controlul continuu al nivelului, chiar şi de la distanţă.

La acest din urmă tip de nivelmetru, sursa se aşează pe un plutitor ghidat în interiorul rezervorului (fig. 4), sau se fixează în exterior pe un cablu vertical acţionat prin doi scripeţi şi un servomotor (fig. 6).

Detectorul se fixează de asemenea pe un cablu vertical acţionat similar, astfel ca prin servomotorul comun, detectorul şi sursa să se deplaseze împreună sincron, în direcţie verti-

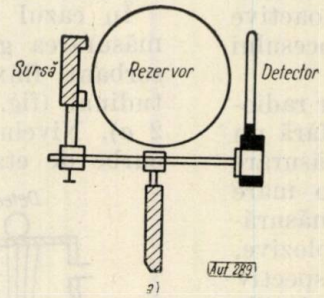


Fig. 5. Dispozitivul manual pentru deplasarea sursei şi detectorului.

cală. Cînd sursa şi detectorul se află la înălţimea nivelului de măsurat, viteza de numărare medie a impulsurilor este compensată în blocul electronic şi sistemul se află în echilibru. Cînd nivelul variază în jos sau în sus, absorbţia radiaţiei variază, echilibrul dispare şi semnalul electric produs acţionează servomotorul într-un sens sau altul, deplasînd sursa şi detectorul în urma nivelului. Cînd sursa şi detectorul ajung din nou la înălţimea nivelului se stabileşte din nou echilibrul şi motorul se opreşte. Rotirea scripeţilor transportori poate acţiona un aparat indicator la distanţă, respectiv aparate înregistratoare, sau de comandă automată a umplerii sau golirii rezervorului [2], [3].

La unele nivelmetre mai simple, sursa de radiaţie are formă alungită şi detectorul este amplasat deasemenea longitudinal, paralel cu axa rezervorului (fig. 7). Cu cît nivelul este mai ridicat, cu atît este iradiată o parte mai mică din contor şi cu atît este mai mică viteza de numărare a impulsurilor din detector [4]. În acest caz nivelul se citeşte deasemenea de pe o curbă de etalonare trasată în prealabil (fig. 7 *b*).

În cazul rezervoarelor cilindrice orizontale de dimensiuni mari, se pot aplica montajele

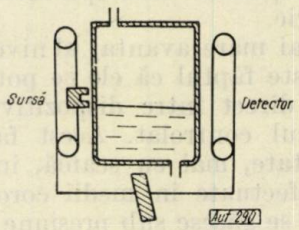


Fig. 6. Modul de acţionare a sursei de radiaţie.

schiţate în figurile 1, 3, 4, 5 şi 6, aplicînd în acelaşi timp un vas comunicant cilindric vertical (fig. 8).

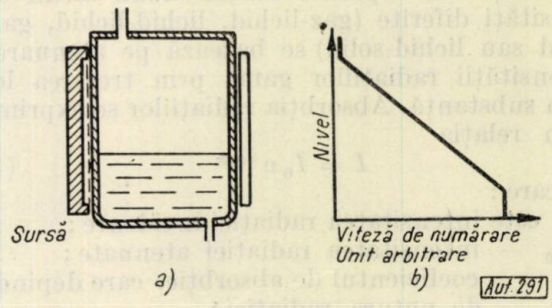


Fig. 7.

a – amplasarea sursei şi detectorului de radiaţii paralel cu axa rezervorului; *b* – curba de etalonare.

În sfîrşit, menţionăm nivelmetrele bazate pe retrodifuzia radiaţiilor beta sau gama.

În acest caz sursa şi detectorul sînt grupate pe acelaş aparat, care se plimbă apoi în direcţie verticală de sus în jos pe pereţii rezervorului (fig. 9). La suprafaţa de separaţie a mediului

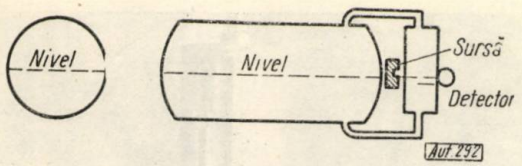


Fig. 8. Amplasarea sursei şi detectorului de radiaţii în cazul rezervoarelor cilindrice de dimensiuni mari.

mai dens, intensitatea radiaţiei retrodifuzată, ajunsă în detector, creşte brusc indicînd nivelul.

Deplasarea jojei de retrodifuzie poate fi automatizată şi în acest caz similar cu montajul schiţat pe fig. 4.

Precizia măsurării nivelelor cu ajutorul nivelmetrelor radioactive este limitată de caracterul statistic al dezintegrării radioactive, precum şi de erorile datorite imperfecţiunii aparatelor

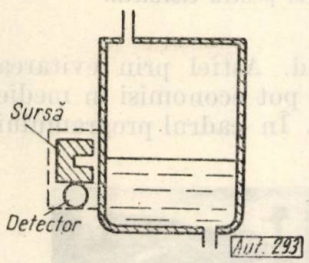


Fig. 9. Amplasarea sursei şi detectorului de radiaţii în cazul nivelmetrelor bazate pe retrodifuzia radiaţiilor beta şi gama.

de măsurat. Eroarea statistică la numărarea impulsurilor se exprimă după Gauss, prin

$$\delta = \pm \sqrt{N} \qquad (2)$$

unde N este numărul de impulsuri înregistrate.

De obicei eroarea relativă statistică se exprimă în procente. Luînd în considerare şi numărul de impulsuri corespunzător fondului cosmic, N_c, eroarea relativă statistică se exprimă astfel:

$$\delta = \pm \frac{0{,}67\sqrt{N+N_c}}{N+N_c} \cdot 100\,\% \qquad (3)$$

Pentru a mări precizia măsurătorilor trebuie deci să se înregistreze un număr N mai mare de impulsuri. Activitatea necesară a sursei de radiaţii pentru asigurarea numărului N de impulsuri, corespunzător pragului de precizie cerut, se calculează cu ajutorul formulei:

$$A = N \frac{4\pi d}{3{,}7 \cdot 10^7 a \varepsilon e^{-\mu(m_1+m_2)}} \quad \text{(mCu)} \qquad (4)$$

unde:

A este activitatea necesară exprimată în milicurie;
d — distanţa dintre sursă şi detector:
a — suprafaţa sensibilă a detectorului:
ε — eficacitatea detectorului;
μ — coeficientul de absorbţie masic;
m_1 — grosimea masică a mediului mai dens, străbătut de radiaţie;
m_2 — grosimea masică a pereţilor rezervorului.

În vederea măririi preciziei se caută să se realizeze şi o eficacitate cît mai mare la numărare şi o perfecţionare a agregatelor mecanice de colimare şi culisare a sursei şi detectorului.

Precizia cu care se poate determina nivelul cu ajutorul diferitelor tipuri de nivelmetre radioactive variază între 0,5 şi 20 mm.

Nivelmetrele radioactive îşi găsesc o largă aplicaţie în industria ţării noastre. Ele contribuie la automatizarea ciclurilor tehnologice şi la realizarea de însemnate venituri băneşti economiei naţionale.

Pentru exemplificare vom da un exemplu din industria Regiunii Cluj, din care se poate vedea valoarea practică a folosirii radioizotopilor în automatizarea măsurătorilor de nivel, prin folosirea izotopilor radioactivi.

La secţia din Cluj a Institutului de Fizică Atomică al Academiei R.P.R., în cadrul unei convenţii de colaborare tehnico-ştiinţifică cu întreprinderea Tehnofrig din Cluj, s-a construit un nivelmetru radioactiv pentru controlul nivelului de lichid frigorigen (clormetil, freon, amoniac lichid etc.) din rezervoarele orizontale ale maşinilor frigorifice. Principiul de funcţionare al acestui nivelmetru corespunde schemei din fig. 3. Aparatul se compune din 3 părţi esenţiale şi anume:

a) O sursă de radiaţii gama de o activitate 1,3 mCu Co^{60}, aşezată într-un conteiner de plumb cu fantă dreptunghiulară susţinut într-un braţ culisabil în direcţie orizontală.

b) Un agregat mecanic pentru culisarea simultană a sursei şi detectorului. Acesta în esenţă constă dintr-un schelet metalic de aluminiu pe care este fixat dispozitivul de culisare şi susţinere a sursei şi contorului, care la rîndul lui se poate fixa cu ajutorul a două şuruburi la rezervorul de lichid frigorigen. Pentru îndeplinirea condiţiei de culisare planparalelă a celor două elemente este prevăzut un tub care culisează pe o suprafaţă cilindrică, fiind acţionat prin intermediul unui şurub cu pas fin de 1 mm.

Contra rotirii tubului sînt prevăzute pe el două tăieturi longitudinale, care formează şi un ghidaj.

Construcţia braţelor este realizată din ţevi de alamă uşor demontabile şi care prin forma lor adecuată asigură rigiditatea necesară aparatului. Sursa şi contorul sînt fixate pe prelungirea celor două braţe astfel că ele se pot adapta uşor la diferite mărimi ale tubului.

Înălţimea nivelului de lichid se citeşte direct pe scala montată pe partea centrală a aparatului.

Greutatea totală a aparatului fiind de 3,5 kg, face din acest dispozitiv un aparat uşor de manipulat şi transportabil.

c) Un detector de radiaţii, care este un contor Geiger-Müller, tip CTC—6, cuplat cu un radiometru industrial CUANTA, realizat la Institutul de Fizică Atomică. Montajul electronic face posibilă reglarea amplificatorului pentru semnalizarea pe cale optică sau

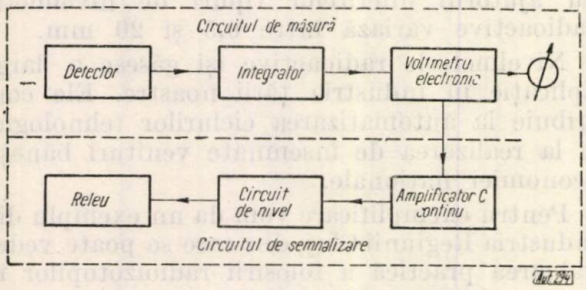


Fig. 10. Schema bloc a radiometrului industrial Cuanta.

sonoră a variaţiei intensităţii radiaţiei la diferite praguri corespunzătoare trecerii sursei şi contorului prin faţa nivelului urmărit. Schema bloc a radiometrului industrial este arătată în fig. 10. O vedere a aparatului este dată în fotografiile din fig. 11 şi fig. 12.

Acest nivelmetru a fost experimentat la Întreprinderea Tehnofrig din Cluj. Prin utilizarea sa la verificarea umplerii rezervoarelor maşinilor frigorifice, cît şi la urmărirea pierderilor de lichid frigorigen în uzină sau la beneficiari, se pot realiza economii însemnate.

Prin descoperirea şi înlăturarea defecţiunilor de etanşare se poate *îmbunătăţi calitatea agregatelor*. Prin uşurinţa urmăririi nivelului de

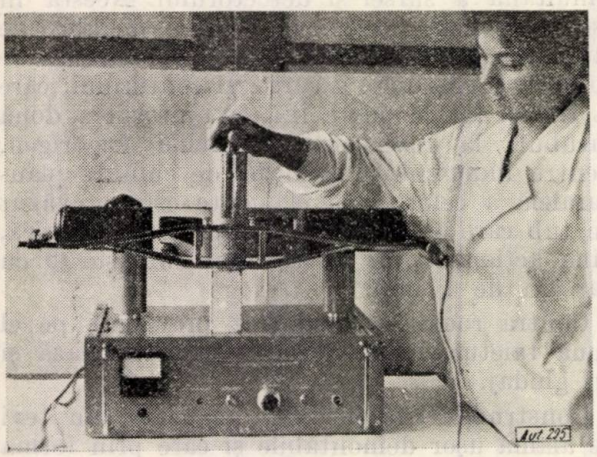


Fig. 11. Nivelmetru radioactiv pentru clormetil.

lichid frigorigen *se pot efectua studii tehnico-ştiinţifice* pentru aflarea randamentului optim al exploatării agregatului, în funcţie de cantitatea de lichid frigorigen din rezervoare.

La întreprinderile care fac repararea utilajului frigorific se pot realiza economii de agent frigorigen, prin completarea justă a mini-

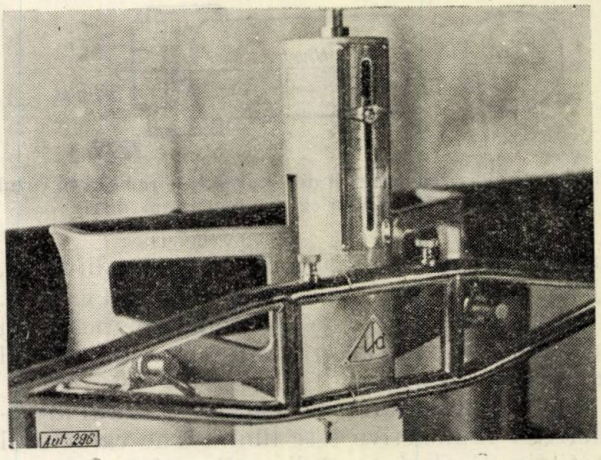


Fig. 12. Agregatul mecanic pentru culisarea sursei şi detectorului la nivelmetrul pentru clormetil.

mului necesar de lichid. Astfel prin evitarea surplusului de lichid se pot economisi în medie 0,5—1 kg de clormetil. În cadrul programului

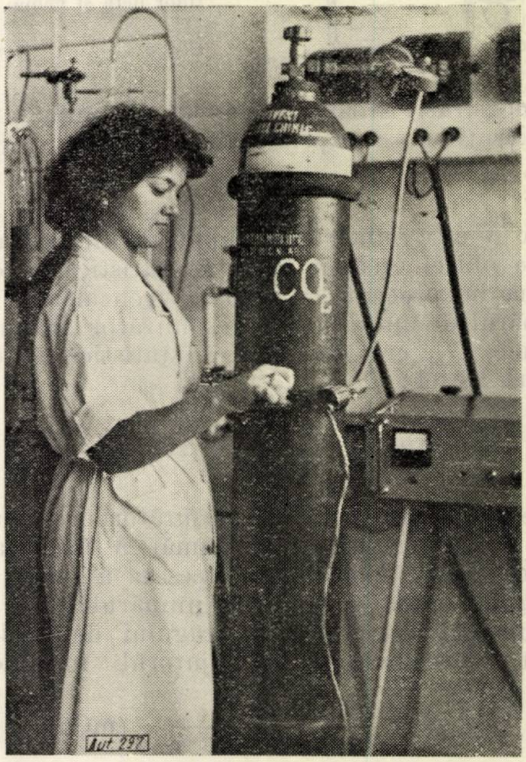


Fig. 13. Nivelmetru pentru bioxid de carbon.

de aplicaţii industriale ale Secţiei IFA Cluj s-au construit nivelmetre manuale pentru buteliile de acid carbonic (fig. 13). Se experimentează nivelmetre pentru topitura de sticlă din

cuptoarele fabricilor de sticlă din Turda şi Tîrnăveni, nivelmetre pentru rezervoarele de clor lichid, acid sulfuric, benzen etc. pentru uzinele chimice.

BIBLIOGRAFIE

[1] CAMERON I. F., PULSFORD E. W.: *Radioactive level gauges.* Brit. Chem. Eng. (1959) nr. 11.

[2] IORDAN G. C.: *Ipolsovanie izlucenti radioisotopov dlia controlia tehnologiceskih proţesov.* Priborostroenie (1956) nr. 1.

[3] IORDAN G. C.: *Osnovti voprosti teorii i rasceta avtocompensaţionti urovnemerov.* Priborostroenie (1957) nr. 9.

[4] TATOCENKO L. K., MEDVEDEV C. B.: *Primenenie radioactivnih izotopov dlia izmerenia urovnia jidcostei.* Zavodskaia laboratoria *21* (1955), nr. 10.

[5] POENARU D.: *Radiometru industrial.* Tehnica nucleară (1960) nr. 12.

FREDERIC MANGIUREA *

Caracteristicile de timp ale releelor de cod fabricate de uzinele Grigore Preoteasa

CZ 621.318.5.012

Releele de cod fabricate de Uzina Grigore Preoteasa (fig. 1, *a*) aparţin tipului de relee electromagnetice de curent continuu, care datorită simplităţii şi siguranţei în funcţionare şi-au găsit multiple aplicaţii. La noi în ţară ele se utilizează la automatizarea transportului feroviar, în instalaţiile de automatizare ale sistemelor energetice şi în circuitele de semnalizare şi control ale diverselor procese de fabricaţie din industria metalurgică şi siderurgică. În ultimul timp releele de cod s-au introdus ca elemente în proiectele instalaţiilor feroviare de autoblocare, de dispecer, la stopurile automate, în aparatura de comunicaţie şi în alte instalaţii automatizate şi telemecanizate.

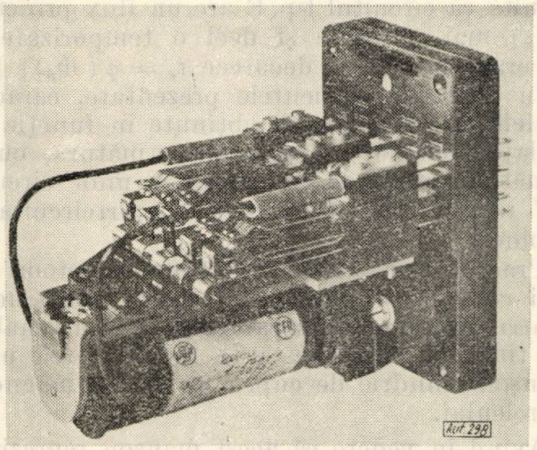


Fig. 1, a. Vederea generală a releului de cod *CF1*—50061—*RS*—70129.

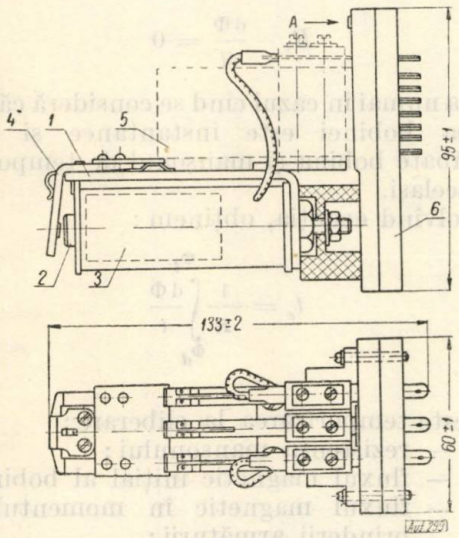


Fig. 1, b. Reprezentarea schematică a unui releu de cod de tipul *CFI*:
1 — circuit magnetic în formă de U; *2* — miez cilindric; *3* — bobină; *4* — armătură; *5* — completul de grupe de contacte; *6* — priza.

Caracteristici constructive

Releele de cod (fig. 1, *b*) se compun dintr-un circuit magnetic în formă de U sau E, un miez cilindric, o bobină, o armătură, un complet de grupe de contacte şi priza prin intermediul căreia se montează în instalaţii. Datorită prizei, releele pot fi înlocuite într-un timp minim, în cazul unui deranjament, legăturile electrice fiind sudate la priză şi nu la releu. Înlocuirea rapidă a elementeului defect este o condiţie esenţială pentru instalaţiile de mare siguranţă unde întreruperea procesului nu este admisă (de ex. la furnale, la instalaţiile pentru transportul feroviar etc.).

Din punct de vedere constructiv la Uzinele Grigore Preoteasa se fabrică următoarele tipuri de relee de cod: *CF1* — releu instantaneu, circuit magnetic în formă de U şi carcasă de bachelită; *CFL1* — releu cu întîrziere, circuit magnetic tip U şi carcasă de cupru; *CFL3* — releu cu întîrziere, circuit magnetic de tip E şi carcasă de cupru (gabarit redus); *CFL5* — releu cu întîrziere, circuit magnetic tip E, carcasă de cupru (gabarit mărit); *CFL6* — releu cu întîrziere mărită, circuit magnetic tip E şi carcasă de cupru.

Pentru fiecare tip constructiv se pot adopta o serie de variante în care să difere: tensiunile de alimentare, completul de contacte, sau chiar temporizarea la atragere şi la eliberare.

Pentru completul de grupe de contact s-a adoptat o codificare care se bazează pe consti-

* Ing. F. MANGIUREA este şeful serviciului control tehnic de la uzinele Grigore Preoteasa.

tuirea unui număr de 10 grupe elementare de contact numerotate de la 0 la 9 inclusiv.

Asamblarea mai multor grupe elementare de contact conduce la combinații de contacte a căror codificare poartă înșiruită succesiunea cifrelor grupelor elementare. (De exemplu dacă grupa 1 este suprapusă peste grupa 7 combinația poartă numărul de cod 17.)

Combinațiile grupelor de contact se pot monta pe releu în 1—5 coloane, neputîndu-se depăși 39 lame de contact (încărcarea maximă a releelor).

Caracteristici funcționale

Releele de cod funcționează în curent continuu și se fabrică în general ca relee de tensiune, în anumite cazuri fiind construite și ca relee de curent (*CEL3* —30123). Tensiunile de alimentare ale releelor fabricate de Uzina Grigore Preoteasa sînt : 6, 12, 24, 48, 110 și 220 V.

Limitele de temperatură în care relcele trebuie să funcționeze normal sînt de —40°C și +60°C, iar umiditatea relativă nu trebuie să depășească 70%.

Puterea consumată depinde de tipul releului și de regimul lui de funcționare, variind între 1 și 5 W.

Puterea de rupere a contactelor este limitată la 50 W în curent continuu și 80 VA în curent alternativ (cu un curent de max. 2 A și o tensiune de max. 220 V cu sarcină rezistivă).

Limita tolerată a încălzirii bobinei releului, măsurată prin metoda variației rezistenței, este de 80°C.

Releele își mențin funcționarea după 5.10^6 acționări, efectuate cu o frecvență de max. 60—70 conectări pe minut.

Una din principalele condiții impuse releelor de cod este aceea de a lucra instantaneu sau cu o anumită temporizare la atragere sau la eliberare.

Domeniile de variație ale temporizărilor pentru tipurile constructive ale releelor de cod fabricate de Uzina Grigore Preoteasa sînt redate în tabela 1.

Tabela 1

Tipul constructiv	Temporizarea la atragere (ms)	Temporizarea la eliberare (ms)
CF1	25—140	16—13
CFL-1	30—180	120—80
CFL-3	45—180	500—170
CFL-5	25—120	100—340
CFL-6	100—220	1200—600

Caracteristicile de timp ale releelor de cod

La studierea caracteristicilor de timp ale releelor trebuie să se țină seama de rolul lor funcțional, spre a vedea dacă interesează caracteristica de timp la atragere, la eliberare sau dacă trebuie avute în vedere ambele caracteristici.

Metodele folosite pentru obținerea temporizărilor la aceste relee sînt următoarele :

a) Introducerea spirei în scurtcircuit de forma unui manșon cilindric de dimensiuni diferite, montat pe miez (se poate folosi și un număr echivalent de șaibe).

b) Bobinarea pe carcasă de cupru.

c) Modificarea întrefierului între armătură și miez.

d) Modificarea formei circuitului magnetic (U sau E).

[Circuitul magnetic tip E are un flux de scăpări (Φ_s) mai mic decît circuitul în formă de U ; rezultă că circuitul tip E are un flux principal (Φ_p) mai puternic și deci o temporizare la eliberare mai mare deoarece $t_e = \varphi(\Phi_p)$] [1].

În afară de elementele prezentate, caracteristicile de timp pot fi obținute în funcție de reglajul releului (sarcina pe armătură, cursa armăturii etc.), de introducerea unor circuite *RC* în schemă și chiar prin scurtcircuitarea bobinei.

Practica industrială a arătat că metoda cea mai comodă din punct de vedere constructiv pentru obținerea unor caracteristici convenabile de timp la eliberare este introducerea unui manșon cilindric de cupru pe miezul magnetic al releului.

Avînd în vedere că acest manșon reprezintă o spiră în scurtcircuit, variația în timp a fluxului este determinată de ecuația diferențială :

$$R_i - \frac{d\Phi}{dt} = 0$$

aceasta numai în cazul cînd se consideră că întreruperea bobinei este instantanee și fluxul ce străbate bobina și manșonul de temporizare este același.

Rezolvînd ecuația, obținem :

$$t_e = \frac{1}{R} \int_{\Phi_d}^{\Phi_i} \frac{d\Phi}{i}$$

unde

t_e este temporizarea la eliberare ;
R — rezistența manșonului ;
Φ_i — fluxul magnetic inițial al bobinei ;
Φ_d — fluxul magnetic în momentul desprinderii armăturii ;
i — curentul releului raportat la înfășurarea constituită de manșon.

Temporizarea la eliberare depinde de caracteristica $\Phi = f(i)$, deci de relația dintre fluxul bobinei și curentul ce o străbate. De asemenea,

în realizările practice trebuie să se țină seama de dispersiile ce apar între fluxurile bobinei și ale manșonului în scurtcircuit montat pe miez, care depind în special de poziția relativă a manșonului față de bobină. Ținînd seamă de neliniaritatea caracteristicilor de magnetizare, rezultă că în cazul general trebuie să se renunțe la calculul analitic al temporizării la eliberare, recurgîndu-se sau la calculul grafic sau la ridicarea experimentală a caracteristicilor de timp.

Date experimentale

Valorile experimentale ale temporizărilor la atragere și la eliberare pentru variantele de relee de cod fabricate la Uzina Grigore Preoteasa sînt redate în tabela 2.

Tabela 2

Nr. crt.	Tipul releului conf. cod. U.G.P.	Tens. nominală (V)	Temporizarea (ms)				Observații
			La atragere		La eliberare		
			face contact	desface contact	face contact	desface contact	
1	*CF1*-30154	24	30	20	10	20	
2	*CF1*-30164	24	30	—	8	—	Are numai cont. ND.
3	*CF1*-30413	12	60	60	5	6	
4	*CF1*-40079	12	70	72	4	6	
5	*CF1*-50061	24	110	85	5	6	
6	*CF1*-50062	48	50	40	4	10	
7	*CF1*-50063	12	Nu se poate măsura (Vezi obs.)	10	10	14	Se atrage la 18 V
8	*CF1*-50065	24	40	—	4	—	Are numai cont. ND.
9	*CFL*-5-50010	12	60	60	550	550	
10	*CFL*-5-50011	12	70	50	400	400	
11	*CFL*-6-50006	24	250	220	510	520	

Valorile indicate în tabela 2 reprezintă media măsurătorilor efectuate pe 10 relee; dispersia temporizărilor obținute se încadrează într-o plajă de $\pm$ 7%.

În studiul efectuat s-au ridicat experimental caracteristicile de timp în funcție de următoarele elemente: sarcina pe armătură, tensiunea (curentul) de alimentare, dimensiunile spirei în scurtcircuit.

Curbele de variație ale temporizării la eliberare au fost trasate numai pentru cazul în care în prealabil fluxul magnetic a atins valoarea staționară (dincolo de limita procesului tranzitoriu).

Valorile măsurate au fost ridicate pe instalațiile U.G.P.

Temporizarea la atragere (t_a) crește odată cu sarcina, căci armătura este frînată în mișcarea ei, datorită măririi sarcinii. La o sarcină constantă pe armătură, temporizarea la atragere se modifică de la un tip la altul de releu fiind o funcție directă de raportul $\frac{L}{R} = \tau$ (la un coeficient de siguranță constant). De asemenea, panta fiecărei curbe depinde de (τ) constanta de timp a releului [1].

$$t_a = t_p + t_m$$

t_a este temporizarea la atragere (timpul de atragere totală a armăturii);

t_p — timpul din momentul aplicării tensiunii și pînă la pornirea armăturii;

t_m — timpul de mișcare al armăturii pînă la închiderea (sau deschiderea) contactului releului;

t_p — $\tau \ln \frac{K}{K-1} + t_i$;

K — coeficientul de siguranță al releului;

τ — constanta de timp a releului cu armătura dezlipită de miez;

t_i — valoarea cu care se mărește timpul de pornire al armăturii datorită influenței curenților turbionari (în calculele temporizării la atragere se poate neglija, avînd valori mici în comparație cu t_p);

$t_m = \sqrt{\frac{2J\alpha}{M_e - M_a}}$;

J — momentul de inerție al armăturii în raport cu axa sa de rotație;

α — unghiul de rotire al armăturii;

M_e — momentul forței de atragere al armăturii;

M_a — momentul forței antagoniste pe armătură.

În fig. 2 sînt reprezentate curbele de variație ale temporizării la atragere (t_a) în funcție de sarcina pe armătură la cursa armăturii de 2,4 mm, și la tensiunea nominală.

Temporizarea la eliberare (t_e) scade odată cu mărirea sarcinii, căci armătura se desprinde cu atît mai repede de miez cu cît sarcina este mai mare. La o sarcină constantă pe armătură temporizarea la eliberare se modifică de la un

tip la altul de releu fiind funcţie de dimensiunile şi materialul circuitului magnetic (de curenţii turbionari ce iau naştere) [1], [4].

$$t_e = t'_p + t'_m;$$

t_e este temporizarea la eliberare;

t'_p — timpul de la deconectarea bobinei pînă cînd armătura începe să se mişte;

t'_m — timpul de mişcare al armăturii pînă la închiderea (sau deschiderea) contactului releului;

t'_p — $\tau' \ln \frac{\Phi_p}{\Phi_e} + t'_t$;

τ' — constanta de timp a releului cu armătura atrasă;

Φ_p — fluxul principal al releului;

Φ_e — fluxul de eliberare al armăturii;

t'_t — valoarea cu care se măreşte timpul de pornire datorită influenţei curenţilor turbionari.

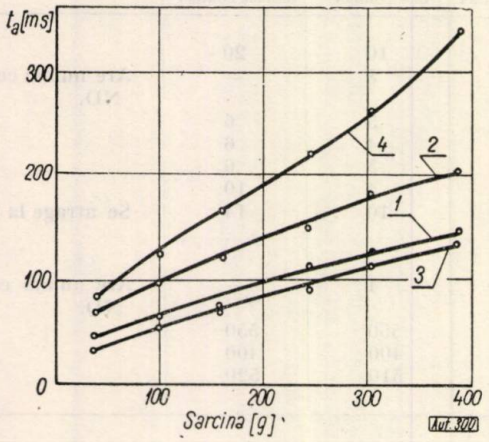


Fig. 2. Curbele de variaţie ale temporizării la atragere în funcţie de sarcină pe armătură la cursa armăturii de 2,4 mm şi tensiunea nominală, pentru releele de tipul *CF*1 (curba *1*), *CFL*-3 (curba *2*), *CFL*-5 (curba *3*), *CFL*-6 (curba *4*).

Datorită curenţilor turbionari, durata de pornire a armăturii (t'_t) are în cazul calculului temporizării la eliberare o valoare comparabilă cu t'_p şi deci e necesar să se ţină seama de ea în calcule (t'_t depinde de fluxul principal, constanta de timp de creştere a fluxului, etc.) [1], [4].

Curbele de variaţie din fig. 3 reprezintă dependenţa temporizării la eliberare (t_e) în funcţie de sarcină pe armătură pentru aceleaşi tipuri de relee de cod ca şi în fig. 2.

Se ştie că temporizarea la atragere (t_a) este funcţie directă de fluxul principal (Φ_p) ce străbate circuitul magnetic al releului; la rîndul său Φ_p este funcţie de curentul din bobina releului. Deci t_a depinde de curentul ce străbate bobina:

$$t_a = f_1 \ (I \text{ bobină}) \ [1].$$

Pentru o anumită variantă de releu, rezistenţa bobinei (R) fiind fixă, rezultă că:

$$t_a = f_2 (U_a)$$

în care U_a este tensiunea de alimentare a bobinei.

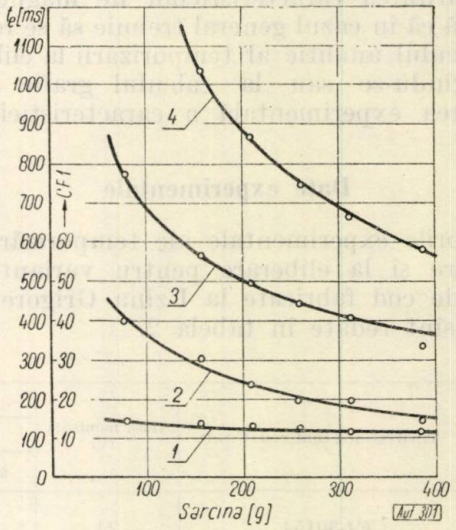


Fig. 3. Curbele de variaţie ale temporizării la eliberare în funcţie de sarcină pe armătură pentru releele de tipul *CF*1 (curba *1*), *CFL*-3 (curba *2*), *CFL*-5 (curba *3*), *CFL*-6 (curba *4*).

Se poate trasa cu ajutorul acestei relaţii curba de variaţie a temporizării la atragere a unui anumit tip de releu funcţie de tensiunea de alimentare. Cum explicitarea unei asemenea relaţii intrinseci este anevoioasă se recurge deobicei la metoda de aproximare grafo-analitică sau la curbe ridicate pe cale experimentală.

În fig. 4 este reprezentată curba de variaţie a temporizării la atragere, ridicată pe cale

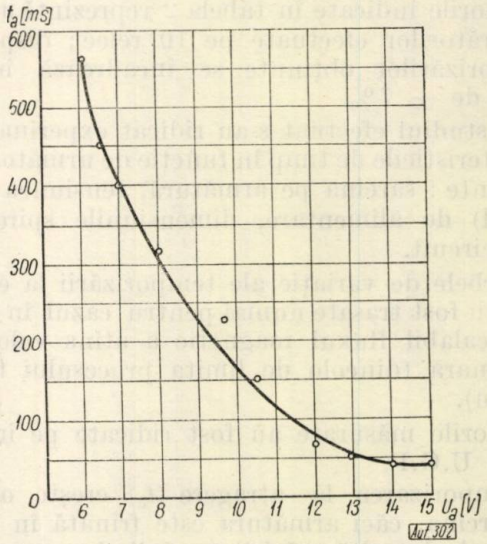


Fig. 4. Variaţia temporizării la atragere în funcţie de tensiunea de alimentare pentru releul *CFL*-5-50011 — *RS*-70253.

experimentală pentru releul: *CFL*-5-50011 — *RS*-70253.

Panta curbei este determinată de constanta de timp a circuitului magnetic $\left(\tau = \frac{L}{R}\right)$.

Evident că la o sarcină constantă pe armătură şi la o rezistenţă fixă a bobinei, creşterea tensiunii de alimentare (U_a) atrage după sine

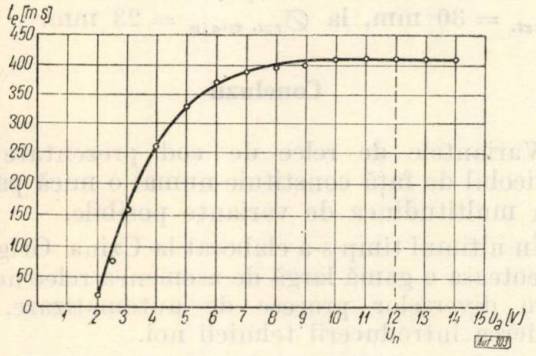


Fig. 5. Variaţia temporizării la eliberare în funcţie de tensiunea de alimentare pentru releul *CFL*-5-50011 — *RS*-70253.

creşterea curentului prin bobină (I_e), deci a fluxului principal (Φ_p), creînd o forţă de atragere mărită ce poate învinge mai uşor sarcina pe armătură şi deci se micşorează temporizarea la atragere.

Un raţionament similar se poate face în cursul găsirii relaţiei între temporizarea la eliberare şi tensiunea de alimentare; se găseşte că:

$$t_e = F(U_a).$$

Dar s-a arătat mai sus că în cazul eliberării armăturii, temporizarea se măreşte datorită apariţiei curenţilor turbionari, care se fac cu atît mai simţiţi cu cît fluxul principal este mai puternic, deci cu cît tensiunea de alimentare este mai mare.

Cu atît mai mult în cazul temporizării la eliberare se recurge la metode grafo-analitice sau experimentale în vederea obţinerii variaţiei $t_e = F(U_a)$.

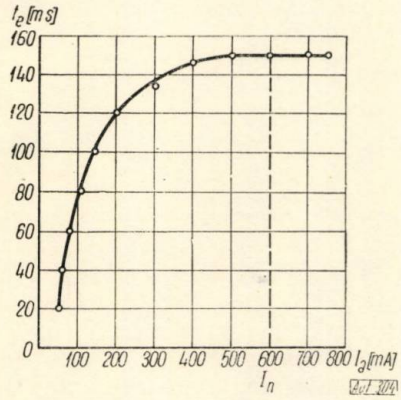


Fig. 6. Variaţia temporizării la eliberare funcţie de curentul de alimentare pentru releul *CFL*-3-30123 — *RS*-70251.

În fig. 5 şi 6 sînt redate curbele de variaţie ale temporizării la eliberare funcţie de tensiunea de alimentare pentru releele *CFL*-5-50011 — *RS*-70253 şi *CFL*-3-30123 — *RS*-70251.

Forma neliniară a curbelor se datoreşte formei neliniare de variaţie a fluxului în funcţie de curentul de alimentare.

Din fig. 5 şi 6 se observă că releele lucrează saturat ($U_n = 12$ V pentru releul *CFL*-5-50011 şi $I_n = 600$ mA pentru releul *CFL*-3-30123) avînd o temporizare constantă la fluctuaţii de $\pm 20\,\%$ a alimentării.

Condiţia de temporizare la eliberare impusă releului *CFL*-5-50011 ($t_e \geqslant 300$ ms) este asigurată începînd de la $0{,}5\ U_n$. În schemele funcţionale caracteristica de temporizare la atragere nu interesează la acest releu, el fiind practic instantaneu la tensiunea nominală.

În fig. 7 este reprezentată variaţia temporizării la atragere în funcţie de curentul nominal pentru releul *CFL*-3-30123. Din diagramă rezultă că releul funcţionează stabil şi este practic instantaneu începînd cu $0{,}5\ I_n$.

La curenţi mai mici de $0{,}5\ I_n$, panta curbei se modifică, temporizările crescînd datorită satu-

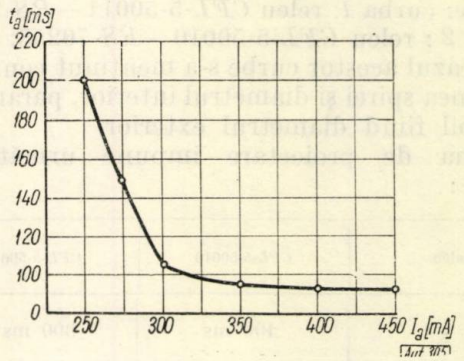


Fig. 7. Variaţia temporizării la atragere funcţie de curentul de alimentare pentru releul *CFL*-3-30123 — *RS*-70251.

raţiei circuitului magnetic şi forţelor antagoniste (greutatea armăturii, resortul de revenire, frecările etc.) ce încep să prezinte o valoare comparabilă cu forţa de atragere a releului. Caracteristica de timp rezultată este de forma clasică limitat dependentă [1].

Complexitatea fenomenelor ce intervin la deconectarea releelor face aproape imposibil calculul analitic al temporizării la eliberare, funcţie de caracteristicile spirei în scurtcircuit. În calculul duratei de pornire a armăturii releului, provocată de curenţii turbionari, precum şi în calculul fluxului principal ce străbate circuitul magnetic, intervin ecuaţii a căror rezolvare este foarte laborioasă. În practica industrială soluţionarea unei asemenea probleme se face pe cale experimentală, pornind de la faptul cunoscut din analiza fenomenelor că temporizarea la eliberare a releului creşte odată cu micşorarea rezistenţei electrice a spirei în scurtcircuit.

În fig. 8 sînt reprezentate curbele de variaţie ale temporizării la eliberare în funcţie de dimensiunile spirei în scurtcircuit, pentru două va-

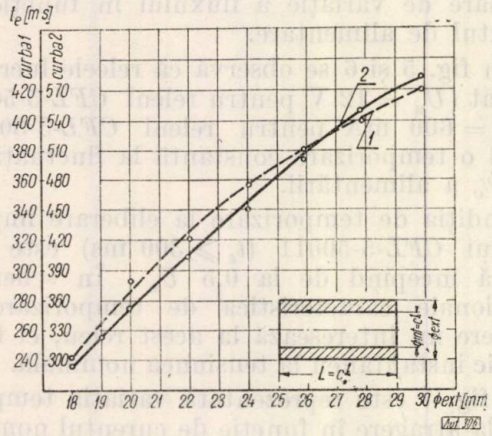


Fig. 8. Curbele de variaţie ale temporizării la eliberare în funcţie de dimensiunile manşonului în scurtcircuit pentru releele :

curba *1* – releu *CFL*-5-50011 – *RS*-70253; curba *2* – releu *CFL*-5-50010 – *RS*-70253.

riante de releu din acelaşi tip constructiv şi anume: curba *1*: releu *CFL*-5-50011 – *RS*-70253, curba *2* : releu *CFL*-5-50010 – *RS*-70253.

În cazul acestor curbe s-a menţinut constantă lungimea spirei şi diametrul interior, parametrul variabil fiind diametrul exterior.

Tema de proiectare impune următoarele valori :

Releu	*CFL*-5-50010	*CFL*-5-50011
t_e	400 ms	300 ms

Din analiza curbelor rezultă că dimensiunile actuale ale bucşei ($\varnothing_{ext.} = 30$ mm) se pot reduce simţitor în cazul releului *CFL*-5-50011 (păstrîndu-se totuşi o siguranţă absolută în exploatare) pînă la $\varnothing_{ext.\ minim} = 22$ mm. Se realizează în acest mod o economie importantă de cupru pentru fiecare releu. De asemenea în cazul releului *CFL*-5-50010, diametrul exterior al spirei în scurtcircuit poate fi redus de la $\varnothing_{ext.} = 30$ mm, la $\varnothing_{ext.\ minim} = 23$ mm.

Concluzii

Variantele de relee de cod prezentate în articolul de faţă constituie numai o mică parte din multitudinea de variante posibile.

În ultimul timp s-a elaborat la Uzina Grigore Preoteasa o gamă largă de asemenea relee necesare diverselor procese de automatizare, în vederea introducerii tehnicii noi.

Cunoaşterea datelor constructive şi a caracteristicilor funcţionale ale acestor relee permite proiectanţilor alegerea tipurilor optime necesare instalaţiilor automatizate.

Studierea caracteristicilor de timp ale releelor de cod conduce la o proiectare raţională, care implică îmbunătăţirea lor calitativă şi reducerea preţului de cost al variantelor existente.

BIBLIOGRAFIE

[1] VITENBERG M. I. : *Calcularea releelor electromagnetice pentru aparatajul de automatică şi telecomunicaţii* (Vol. I şi II) (Traducere din limba rusă). IDT, 1960.

[2] BABIKOV M. A. : *Aparate electrice* (Vol. I şi II). (Traducere din limba rusă). Editura Tehnică, 1959.

[3] SOTSKOV G. : *Bazele calculului şi proiectării elementelor şi dispozitivelor de automatică şi telemecanică* (Traducere din limba rusă). Editura Tehnică, 1956.

[4] STUPELI F. A. : *Relee de protecţie şi automatizare* (Traducere din limba rusă). Editura Tehnică, 1952.

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

LEONIDA UZUN, DUMITRU NESTORESCU*

Metode statistice de determinare pe cale experimentală a caracteristicilor dinamice de frecvenţă

CZ 621-501.22

După cum se ştie, în prezent cea mai utilizată metodă de analiză şi sinteză a sistemelor de reglare automată este aceea bazată pe caracteristicile dinamice de frecvenţă.

Pînă în ultimul timp cea mai răspîndită metodă de ridicare experimentală a acestor caracteristici era aceea a utilizării unui semnal periodic (de obicei sinusoidal) la intrarea sistemului (dispozitivului) automat şi a vedea în ce raport, din punct de vedere al amplitudinii şi fazei, se găseşte mărimea de la ieşire (răspunsul sistemului) faţă de acest semnal.

Această metodă prezintă unele dezavantaje :

1) necesită un semnal special de intrare în sistemul (dispozitivul) automat ; aceasta implică un dispozitiv special, care să genereze acest semnal ;

2) introducerea acestui semnal poate dăuna procesului tehnologic ;

3) măsurătorile pot fi eronate datorită zgomotului de fond ce se produce în interiorul acestei instalaţii.

Datorită acestor dezavantaje, în ultimul timp au căpătat o largă răspîndire metodele statistice de ridicare experimentală a caracteristicilor dinamice de frecvenţă.

Aceste metode statistice se pot împărţi în două :

I. Metode statistice de prelucrare a datelor obţinute prin aplicarea semnalului periodic la intrare.

II. Metode statistice de ridicare şi calcul al caracteristicilor dinamice, în timpul funcţionării, fără a perturba în nici un fel condiţiile de funcţionare ale sistemului respectiv.

I

Prima metodă este folosită în acele cazuri cînd datorită zgomotului de fond citirea mărimii de ieşire devine imposibilă, ceea ce are loc la frecvenţa mărimii de intrare comparabilă cu frecvenţa zgomotului de fond.

Metoda folosită în practica măsurătorilor în prezenţa zgomotului de fond, de a obţine totuşi înregistrările variaţiei mărimii de ieşire, cu suficientă aproximaţie, prin obţinerea amplitudinii acesteia cel puţin egală cu media pătratică a zgomotului de fond, are anumite dezavantaje. Creşterea amplitudinii răspunsului la ieşire se realizează datorită creşterii semnalului la intrare, ceea ce în multe cazuri nu reprezintă o soluţie practică, deoarece fie că pe de o parte această mărire este limitată de procesul tehnologic, fie că pe de altă parte poate apărea fenomenul de saturaţie, care împiedică creşterea corespunzătoare a amplitudinii răspunsului. De aceea este necesară o prelucrare cu metode de calcul statistice a datelor rezultate din aplicarea la intrarea sistemului respectiv a unui semnal sinusoidal de frecvenţă variabilă.

Se cunosc două metode statistice de prelucrare a datelor : metoda amplitudinii şi metoda fazei nule [6].

a) *Metoda amplitudinii.* Schema bloc cu ajutorul căreia se poate aplica metoda de calcul cu ajutorul funcţiilor de corelaţie este arătată în fig. 1.

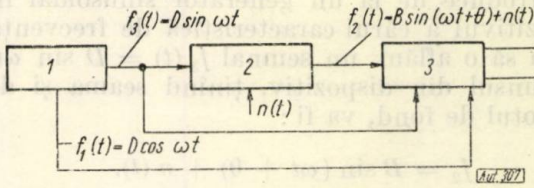


Fig. 1. Schema bloc pentru aplicarea metodei de calcul cu ajutorul funcţiilor de corelaţie :

1 – generator de oscilaţii sinusoidale şi cosinusoidale ; 2 – instalaţia automatizată ; 3 – calculator.

La intrarea instalaţiei a cărei caracteristică de frecvenţă dorim să o aflăm se introduce un semnal sinusoidal $f_3(t) = D \sin \omega t$. Răspunsul la ieşire va avea amplitudine şi fază diferite de cele de la intrare la care se adaugă şi zgomotul de fond al instalaţiei $n(t)$.

Astfel acest răspuns va fi de forma :

$$f_2(t) = B \sin(\omega t + \theta) + n(t) \qquad (1)$$

Se introduce în calculator şi funcţia $f_1(t) = D\cos\omega t$, obţinută din $f_3(t)$ prin trecerea printr-un defazor ce o defazează cu $\frac{\pi}{2}$ radiani.

Se calculează funcţiile de intercorelaţie în origină între $f_2(t)$ şi $f_3(t)$ şi între $f_2(t)$ şi $f_1(t) = D\cos\omega t$.

În acest caz :

$$R_{f_1f_2}(0) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_0^T f_1(t)\, f_2(t)\, dt = \frac{1}{2} BD \sin\theta \qquad (2)$$

$$R_{f_2f_3}(0) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_0^T f_2(t)\, f_3(t)\, dt = \frac{1}{2} BD \cos\theta \qquad (3)$$

* Ing. L. UZUN este conferenţiar, iar ing. D. N. NESTORESCU este şef de lucrări la Institutul de Petrol, Gaze şi Geologie din Bucureşti.

deoarece considerînd zgomotul de fond o funcție periodică avem $\frac{1}{T}\int_0^T n(t)\,dt = 0$ (zgomot alb), îl vom descompune într-o serie Fourier și atunci și $\frac{1}{T}\int_0^T f_1(t)\,n(t)\,dt=0$ și $\frac{1}{T}\int_0^T f_3(t)\,n(t)\,dt = 0$.

Deci raportul între amplitudinea răspunsului B și aceea a semnalului D va fi

$$A(\omega) = \frac{B}{D} = \frac{2}{D^2}\sqrt{R^2_{f_1f_2}(0) + R^2_{f_2f_3}(0)} \qquad (4)$$

deoarece atît $R_{f_1f_2}(0)$ cît și $R_{f_2f_3}(0)$ vor fi funcție de

$$\theta(\omega) = \operatorname{arctg}\frac{R_{f_1f_2}(0)}{R_{f_3f_2}(0)}. \qquad (5)$$

Cu un aparat de calcul special, numit corelator (corelograf), se calculează funcțiile de intercorelație de mai sus.

b) *Metoda fazei nule.* În cazul acestei metode se introduce de la un generator sinusoidal în dispozitivul a cărui caracteristică de frecvență dorim să o aflăm un semnal $f_3(t) = D \sin \omega t$. Răspunsul din dispozitiv, ținînd seama și de zgomotul de fond, va fi :

$$f_2 = B \sin(\omega t + \theta) + n(t).$$

Pe de altă parte tensiunea $f_3(t)$ este introdusă într-un sistem defazor, de unde se extrage tensiunea

$$f_4(t) = D_1 \cos(\omega t + \alpha).$$

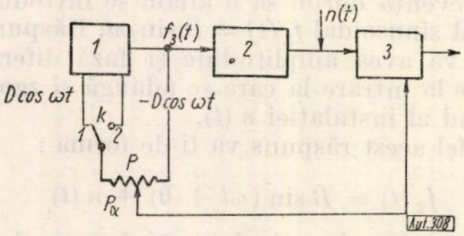


Fig. 2. Schema bloc pentru aplicarea metodei fazei nule : *1* – generator de sinus și cosinus ; *2* – instalații automatizate ; *3* – calculator.

Introducînd într-un corelator toate aceste tensiuni se obțin valorile funcțiilor de corelație în origină :

$$R_{f_2f_4}(0) = \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T f_4(t) f_2(t)\,dt = \frac{1}{2} D_1 B \sin(\theta - \alpha) \qquad (6)$$

Se variază defazajul α de la sistemul defazor, pînă cînd $\alpha = \theta$, deci pînă în momentul cînd $R_{f_2f_4}(0) = 0$.

În felul acesta se determină θ.

Se variază defazajul α de la sistemul defazor pînă cînd $R_{f_2f_4}(0)$ devine maxim și anume

$$R_{f_2f_4}(0) = \frac{1}{2} D_1 B.$$

Se obține astfel raportul dintre amplitudinea răspunsului și amplitudinea semnalului

$$A = \frac{B}{D} = \frac{2R_{f_4f_2}(0)}{DD_1}. \qquad (7)$$

Făcînd această operație pentru toate frecvențele ω de la o frecvență minimă ω_m, la o frecvență maximă ω_M, vom putea ridica caracteristica de atenuare în funcție de frecvență, pentru toate frecvențele între ω_m și ω_M.

Metodele statistice de calcul de mai sus au următoarele avantaje :

1. Se poate ridica caracteristica dinamică a unui dispozitiv ce prezintă zgomot de fond.
2. Metodele se aplică la instalațiile (sistemele) cu coeficient mare de amplificare, la care nu se poate mări prea mult semnalul de la intrare deoarece se ajunge la saturație, sau în cazul dispozitivelor neliniare cînd se urmărește ridicarea caracteristicii dinamice în jurul unui punct de funcționare și deci semnalul de intrare trebuie să aibă amplitudinea destul de mică pentru a nu depăși plaja unde dispozitivul se comportă liniar.

Ca dezavantaje ale acestor metode se pot menționa :

1. Timpul relativ lung necesar măsurării.
2. Folosirea unei mașini de calcul speciale pentru calculul funcției de intercorelație.
3. Necesitatea de a întrebuința mașina de calcul chiar lîngă instalația experimentală, sau a înregistra semnalele și răspunsurile pe benzi de hîrtie perforată sau magnetice.

II

A doua categorie de metode statistice permite calculul caracteristicilor de frecvență, utilizînd datele mărimilor de intrare și de ieșire ridicate în condițiile normale de funcționare a dispozitivului (sistemului) ale cărui caracteristici dinamice de frecvență dorim să le aflăm. Aceste date care au fost în prealabil înregistrate pe diagrame sînt considerate ca mărimi aleatorii.

Se poate calcula funcția de corelație a mărimii de intrare

$$R_x(\tau) = \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T x(t).\,x(t+\tau)\,dt \qquad (8)$$

și funcția de intercorelație între mărimea de ieșire și cea de intrare

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T x(t)\cdot y(t+\tau)\,dt \qquad (9)$$

unde $x(t)$ este variaţia în timp a mărimii de intrare şi $y(t)$ variaţia în timp a mărimii de ieşire.

Se cunoaşte [1] următoarea relaţie între aceste funcţii de corelaţie şi răspunsul dispozitivului (sistemului) $k(t)$ la semnal de intrare impuls unitar :

$$R_{xy}(\tau) = \int_0^T k(t)\, R_x(\tau - t)\, dt \qquad (10)$$

Răspunsul $k(t)$ la un impuls unitar se poate determina sau prin intermediul unor calcule analitice, sau cu maşini de calcul speciale. Calculele analitice sînt destul de complicate.

Metoda mai simplă de calcul este aceea care dă răspunsul la frecvenţă al dispozitivului (sistemului) în funcţie de densităţile spectrale ale funcţiilor de corelaţie.

Se demonstrează [1], [3] că :

$$Y(j\omega) = \frac{S_{xy}(j\omega)}{S_x(j\omega)} \qquad (11)$$

unde $Y(j\omega)$ este răspunsul la frecvenţă al dispozitivului (sistemului), ale cărui caracteristici de frecvenţă dorim să le aflăm, iar $S_{xy}(j\omega)$ şi $S_x(j\omega)$ — densităţile spectrale ale funcţiei de intercorelaţie între mărimea de ieşire şi intrare, respectiv ale funcţiei de corelaţie a mărimii de intrare şi reprezintă transformatele Fourier ale acestor funcţii operînd cu densităţile spectrale ale funcţiilor de corelaţie şi nu cu funcţiile de corelaţie înseşi. Astfel se determină mai uşor răspunsul la frecvenţă, deci caracteristicile de frecvenţă pentru cazuri mai complicate. De exemplu :

II-a) Sisteme de reglare automată complexă [1], [3] sînt sistemele care au mai multe intrări şi mai multe ieşiri. In cazul sistemelelor cu mai multe ieşiri, fiecare ieşire poate fi analizată separat de celelalte.

Este de menţionat că V. V. Solodovnikov şi A. S. Uskov [1] au dat o metodă pentru un sistem cu mai multe intrări cu ajutorul căreia se poate calcula răspunsul la frecvenţă pentru fiecare semnal.

II-b) Determinarea caracteristicilor dinamice ale instalaţiilor (dispozitivelor) în prezenţa zgomotului de fond [1]

1. *În cazul cînd sistemul este deschis* (fig. 3) folosindu-se ipoteza independenţei zgomotului

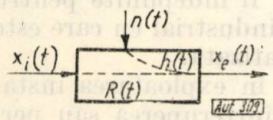


Fig. 3. Schema funcţională a sistemului deschis în prezenţa zgomotului de fond.

de fond interior faţă de perturbaţiile exterioare, răspunsul la frecvenţă este dat de relaţia (11).

2. *Dacă sistemul are legătură inversă* (fig. 4), atunci se poate scrie relaţia :

$$X_e(s) = Y_A(s)\, Y_B(s)\, X_d(s) + Y_B(s)\, N(s) \qquad (12)$$

în care $X_e(s)$, $X_d(s)$ şi $N(s)$ sînt transformatele Laplace ale mărimilor $x_e(t)$, $x_d(t)$ şi $n(t)$.

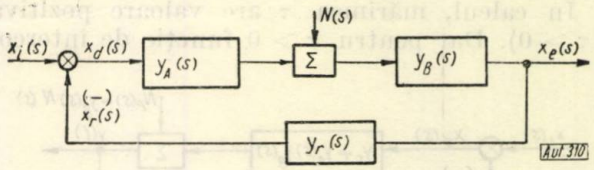


Fig. 4. Schema funcţională a sistemului închis în prezenţa zgomotului de fond.

Dacă zgomotul este alb, $\int_0^T x(t)\, dt = 0$, atunci răspunsul la frecvenţă se poate calcula cu formula

$$Y_A(j\omega)\, Y_B(j\omega) = \frac{S_{x_d y}(j\omega)}{S_{x_d}(j\omega)}. \qquad (11')$$

Dacă zgomotul nu este alb, atunci calculul se complică şi se pot întrebuinţa alte metode şi anume :

3. *Metoda indirectă.* Făcînd notaţiile (fig. 4) : $Y(s) = Y_A(s)\, Y_B(s)$ funcţia de transfer a sistemului deschis ;

$$Y_0(s) = \frac{Y(s)}{1 + Y(s)\, Y_r(s)} \qquad (13)$$

funcţia de transfer a sistemului închis în raport cu mărimea de intrare $x_i(t)$;

$$Y_{0n}(s) = \frac{Y_B(s)}{1 + Y(s)\, Y_r(s)}$$

funcţia de transfer a sistemului închis în raport cu zgomotul de fond $n(t)$, rezultă :

$$X_e(s) = Y_0(s) \cdot X_i(s) + Y_{0n}(s) \cdot n(s) \qquad (14)$$

$$X_r(s) = Y_r(s) \cdot X_e(s) \qquad (15)$$

Răspunsul la frecvenţă al sistemului închis se poate calcula astfel

$$Y_0(j\omega) = \frac{S_{xy}(j\omega)}{S_x(j\omega)} \qquad (16)$$

iar răspunsul la frecvenţă al legăturii inverse,

$$Y_r(j\omega) = \frac{S_{x_2 y}(j\omega)}{S_y(j\omega)}. \qquad (16')$$

Aşa că răspunsul la frecvenţă al sistemului deschis rezultă :

$$Y(j\omega) = \frac{Y_0(j\omega)}{1 - Y_0(j\omega) \cdot Y_c(j\omega)}. \qquad (17)$$

4. *Metoda aproximativă.* În cazul sistemelor de reglare automată, mărimea de intrare este mărimea prescrisă şi are valoarea constantă, respectiv aceea care a fost impusă de operator. Ea nu poate lua altă valoare decît prin intervenţia directă a operatorului. Rezultă că nu

se pune problema unei variaţii întîmplătoare a mărimii de intrare. În acest caz, conform fig. 5 se aduce mărimea care reprezintă zgomotul (n) la ieşirea instalaţiei unde vom avea

$$N_e(s) = Y_B(s)\, N(s)$$

În calcul, mărimea τ are valoare pozitivă ($\tau > 0$). Dar pentru $\tau > 0$ funcţie de intercorelaţia între X_d şi N este $R_{Nx_d} = 0$, şi deci răspunsul la frecvenţă al instalaţiei va avea expresia :

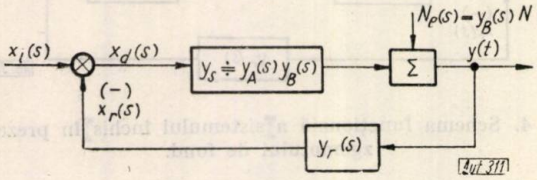


Fig. 5. Schema funcţională a sistemului pentru aplicarea metodei aproximative.

$$Y(j\omega) = \frac{S_{x_d y}(j\omega)}{S_{x_d}(j\omega)}. \qquad (18)$$

Dacă zgomotul nu este alb, aşa cum se vede în fig. 6, R_{Nx_d} nu devine nul decît pentru $\tau > a$. În acest caz dacă această valoare a lui $\tau = a$, pentru care $R_{Nx_d} = 0$, este practic neglijabilă, se poate aplica formula (18) ; în caz

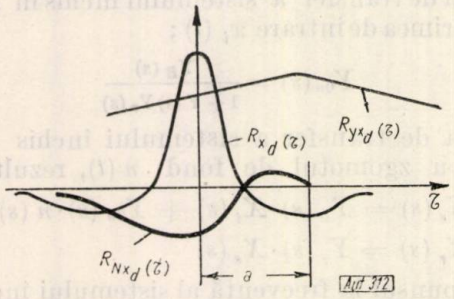


Fig. 6. Curbele $R_{x_d}(\tau)$, $R_{N_{x_d}}(\tau)$, $R_{I_{x_d}}(\tau)$.

contrar nu o putem aplica şi calculul răspunsului la frecvenţă al instalaţiei este foarte complicat.

III. Recomandări în legătură cu determinarea funcţiilor de corelaţie după date experimentale [1]

Din practică s-a constatat că funcţiile de corelaţie devin practic nule de la un anumit τ, care s-a notat τ_{max}. Deci densitatea de repartiţie se poate calcula, luînd ca limită superioară pe τ_{max} şi nu ∞.

De asemenea se pune problema cît trebuie să fie timpul T de măsurare a variaţiei întîmplătoare, care poate permite calculul funcţiei de corelaţie cu o eroare determinată.

În sfîrşit, timpii τ la care se calculează funcţiile de corelaţie sînt valori discrete, egale cu un multiplu întreg dintr-o valoare numită pasul de integrare Δ. Toate aceste mărimi sînt reprezentate pe diagrama datelor întîmplătoare din fig. 7.

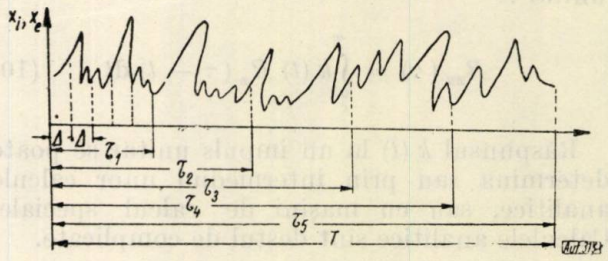


Fig. 7. Diagrama datelor întîmplătoare.

Recomandările de calcul ale acestor mărimi sînt date mai jos.

1. Alegerea pasului de integrare se face luînd

$$\Delta = \frac{1}{20\, f_{max}}, \qquad (19)$$

unde f_{max} este frecvenţa maximă din spectrul procesului întîmplător. τ va lua valori discrete egale cu Δ, 2Δ, 3Δ etc.

2. $$\tau_{max} \geqslant \frac{1}{f_{min}}, \qquad (20)$$

unde f_{min} este frecvenţa minimă din spectrul procesului întîmplător. τ_{max} a fost calculat astfel ca $\Delta R(\tau)$ să devină mai mic ca 2 % din $R(0)$. Dacă avem un sistem de reglare automată unde avem zgomot ce nu este alb, va trebui ca $\tau > a$, şi dacă τ_{max} din formula (20) nu este mult mai mare ca a, procedeul expus la punctul II b pct. 3 nu se poate aplica.

3. Timpul pentru ridicarea datelor întîmplătoare

$$T \cong 10\ \tau_{max} = \frac{10}{f_{min}}. \qquad (21)$$

Avantajele acestei categorii de metode statistice sînt următoarele :

1. Nu necesită nici un aparat special de semnal sau de citire. Aparatele de înregistrare a variaţiei mărimii de intrare şi ieşire trebuie să aibă inerţie mult mai mică decît a dispozitivului (sistemului) a cărui caracteristică dorim să o aflăm, sau dacă este de ordinul inerţiei dispozitivului (sistemului), să fie cunoscută cu precizie. Aceste condiţii pot fi îndeplinite pentru orice aparat înregistrator industrial cu care este echipată instalaţia automatizată.

2. Se pot ridica datele în exploatarea instalaţiilor, deci nu necesită întreruperea sau perturbarea exploatării.

3. Timpul pentru ridicarea datelor este mai redus decît în cazul metodelor clasice de frecvenţă.

Ca dezavantaj principal este acela că necesită un calcul complicat, ce nu se poate efectua decît cu maşini de calcul destul de complexe.

IV. Aparate de calcul utilizate în metodele statistice de ridicare a caracteristicilor de frecvenţă

IV-a) **Pentru calculul funcţiilor de intercorelaţie** $R_{f_1 f_2}(0)$, $R_{f_3 f_2}(0)$ şi $R_{f_4 f_2}(0)$, se foloseşte un corelator, a cărui schemă de principiu este arătată în fig. 8 [6], în care M este un amestecător, care produce înmulţirea funcţiilor $f_2(t)$ cu $f_1(t)$, $f_3(t)$ şi $f_4(t)$ iar A este un amplificator operaţional, care împreună cu condensatorul C_1 sau C_2 şi rezistenţele R_1 şi r_1 sau R_2 şi r_2 constituie un circuit de integrare.

Acest aparat nu poate da decît valoarea funcţiilor de intercorelaţie în origină. Are însă avantajul că se montează direct la instalaţia ale cărei caracteristici dinamice dorim să le aflăm şi calculează aceste valori pe loc.

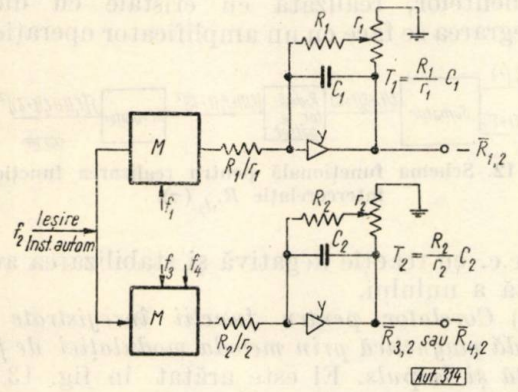


Fig. 8. Schema de principiu a corelatorului utilizat pentru calculul funcţiilor de intercorelaţie $R_{f_3 f_2}(0)$ şi $R_{f_4 f_2}(0)$.

Funcţiile de corelaţie se mai pot calcula cu aparate mai complicate, care ne dau valoarea funcţiei de corelaţie pentru orice timp τ. Ele necesită însă înregistrarea variaţiei în timp a variabilelor a căror funcţie de corelaţie dorim să o calculăm şi introducerea în aparat a acestor date, după ce ele au fost în prealabil înregistrate.

După felul înregistrării avem :

IV-b) **Corelatoare pentru funcţii înregistrate grafic.** Dăm mai jos două corelatoare de acest fel :

a) *Corelatorul de tipul* HUU (Moscova) (fig. 9) [4].

Graficul căruia dorim să-i aflăm funcţia de corelaţie este înregistrat pe o bandă. Două vizoare *2* şi *3* aşezate la distanţa dorită τ sînt manevrate de operator pentru a urmări acest grafic. Prin aceasta pîrghiile *4* şi *5* fac ca bilele *9* şi *12* să fie depărtate la distanţele *a* şi *b*, variabile conform variaţiei funcţiei de centrul discurilor *6* şi *11*, astfel că ruloul *10* se va roti conform cu $f_1(t)$. Acest rulou face să se învîrtească discul *11* cu o viteză proporţională cu $f_1(t)$, deci ruloul *13* se va roti cu viteza proporţională cu produsul $f_1(t)\, f_2(t+\tau)$. Contorul *14* va înregistra $\int_0^T f_1(t)\, f_2(t+\tau)\, dt$.

Dacă $f_2(t+\tau)$ este o altă funcţie, vom avea două benzi înregistratoare. Discul *6* este pus

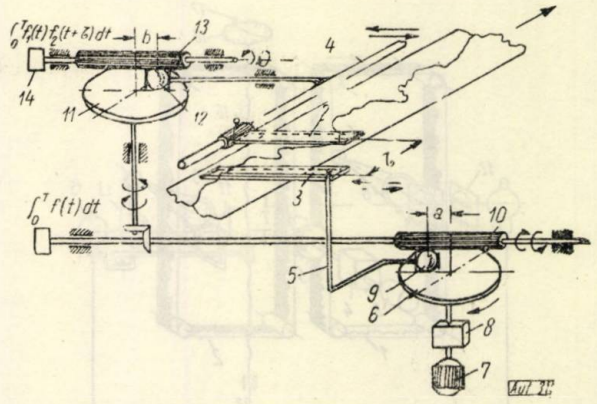


Fig. 9. Schema corelatorului de tipul HUU.

în mişcare de rotaţie uniformă de un motor electric *7* prin reductorul *8*.

b) *Corelatorul „Amsler"* [4] (fig. 10).

Graficul este urmărit de două sisteme de urmărire în felul următor :

Pe un cărucior este o sursă de lumină *1*, care, concentrată de o lentilă, cade în punctul *3* de pe bandă. Reflectată şi concentrată de o altă lentilă *4*, cade pe o celulă fotoelectrică *5*, ce va da un impuls luminos proporţional cu intensitatea luminoasă a luminii reflectate, adică după cum punctul *S* este pe banda albă sau pe grafic. Acest impuls amplificat cu amplificatorul *6* pune în mişcare servomotorul *7*, care în momentul cînd raza de lumină nu cade pe grafic va pune în mişcare cărucioarele, pînă cînd va aduce raza de lumină să cadă pe grafic. Odată cu cărucioarele se vor pune în mişcare şi cursoarele a două potenţiometre. Primul potenţiometru este alimentat cu o tensiune constantă şi la ieşirea lui vom avea o tensiune proporţională cu $f_1(t)$. Al doilea potenţiometru este alimentat cu tensiunea de la

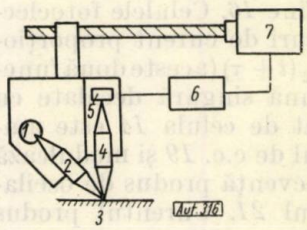


Fig. 10. Schema corelatorului Amsler.

ieşirea primului şi deci tensiunea lui va fi $f_1(t)\, f_2(t+\tau)$ [$f_2(t+\tau)$ poate fi aceeaşi funcţie luată la un decalaj de timp τ faţă de prima sau altă funcţie înregistrată pe altă bandă]. Tensiunea de la ieşirea celui de al doilea potenţiometru alimentează excitaţia unui motor continuu a cărui ecuaţie va fi

$$\int_0^T f_1(t)\, f_2(t+\tau)\, dt$$

IV-c) Corelatorul pentru funcţii înregistrate pe peliculă. Vom prezenta corelatorul executat la Institutul de Automatică şi Telemecanică al Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S. de A. F. Haribinin (fig. 11) [4].

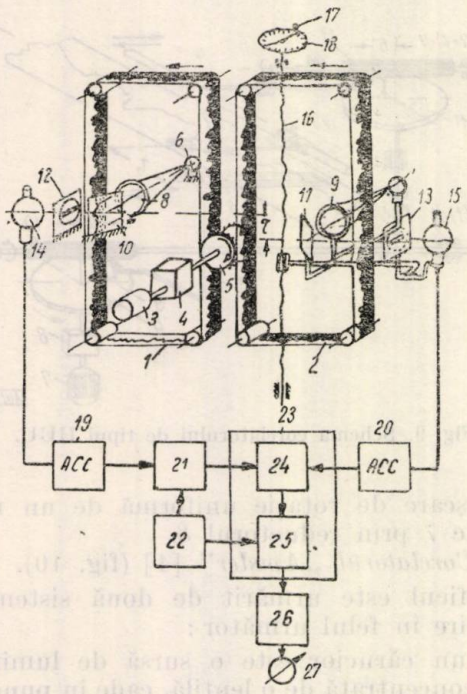


Fig. 11. Schema corelatorului lui A. F. Haribinin (Institutul de Automatică şi Telemecanică al Academiei de ştiinţe a U.R.S.S.).

Pe pelicula cinematografică se înregistrează graficul astfel încît regiunea de sub linia ce reprezintă diagrama de variaţie este opacă şi regiunea de deasupra acestei linii este transparentă. Peliculele *1* şi *2* sînt puse în mişcare de roata dinţată *5* acţionată de motorul *3*. Sursele de lumină *6* şi *7* concentrează lumina pe peliculă cu ajutorul lentilelor *8* şi *9* şi apoi trecînd prin fantele *12* şi *13* ajung la celulele fotoelectrice *14* şi *15*. Planul întregului sistem optic al peliculei *2* este decalat geometric faţă de planul peliculei *1*, cu distanţa τ ce se poate varia din şurubul fără fine *16*. Celulele fotoelectrice vor da deci impulsuri de curent proporţionale cu funcţiile $f_1(t)$ şi $f_2(t+\tau)$ (aceste două funcţii pot fi ambele sau una singură decalate cu timpul τ). Curentul dat de celula *14* este amplificat de amplificatorul de c.c. *19* şi modulează un curent de înaltă frecvenţă produs de oscilatorul *22* în modulatorul *21*. Curentul produs de *15* este amplificat în amplificatorul de c.c. *20* şi apoi introdus în amestecătorul *24*, ce face produsul celor doi curenţi, deci vom avea un curent de înaltă frecvenţă, modulat cu o oscilaţie de joasă frecvenţă proporţională cu produsul $f_1(t)\, f_2(t+\tau)$. Acest curent este demodulat în demodulatorul *25* şi integrat în integratorul *26* (un amplificator operaţional de c.c. cu legătură inversă negativă) şi se citeşte cu voltmetrul *27* expresia

$$\frac{1}{T}\int_0^T f_1(t)\, f_2(t+\tau)\, dt$$

IV-d) Corelator pentru funcţii înregistrate pe bandă magnetică

a) *Corelatorul construit de I. V. Novikov* la Institutul de Automatică şi Telemecanică al Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S. [4].

După ce variaţiile $f_1(t)$ şi $f_2(t+\tau)$ au fost transformate în tensiuni electrice ele sînt înregistrate pe bandă magnetică.

Funcţia de intercorelaţie pe care o realizează este (fig. 12)

$$R_{f_1 f_2}(\tau) = \frac{1}{T}\int_0^T [f_1(t) + f_2(t+\tau)]^2\, dt$$

Însumarea semnalelor electrice se face pe o rezistenţă, iar ridicarea la pătrat prin metoda segmentelor, realizată cu cristale cu diodă. Integrarea se face cu un amplificator operaţional

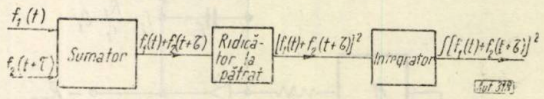


Fig. 12. Schema funcţională pentru realizarea funcţiei de intercorelaţie $R_{f_1 f_2}(\tau)$.

de c.c. cu reacţie negativă şi stabilizarea automată a nulului.

b) *Corelator pentru funcţii înregistrate pe bandă magnetică prin metoda modulaţiei de frecvenţă şi impuls.* El este arătat în fig. 13 [4] şi a fost realizat în U.R.S.S.

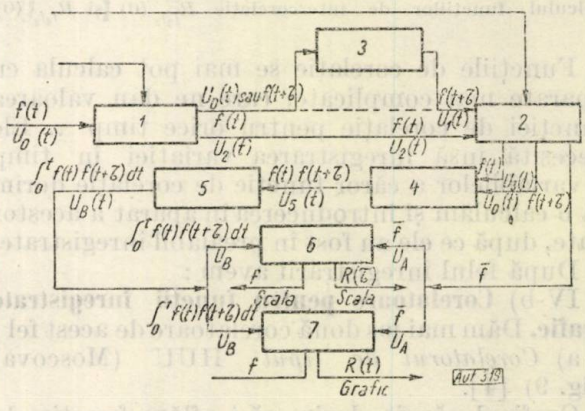


Fig. 13. Schema bloc a unui corelator pentru funcţii înregistrate pe o bandă magnetică prin metoda modulaţiei de frecvenţă şi impuls.

El calculează funcţia de corelaţie după formula :

$$R(\tau) = \frac{\frac{1}{T}\int_0^T [f(t) - \bar{f}]\,[f(t+\tau) - \bar{f}]\, dt}{\frac{1}{T}\int_0^T [f(t) - \bar{f}]^2\, dt}.$$

Mărimea $f(t)$, transformată într-o tensiune electrică, modulează în frecvență o undă purtătoare. Întîrzierea τ este dată de deplasarea capetelor magnetofonului și cînd aceasta nu este suficientă se folosește o întîrziere electrică suplimentară dată de blocul *3*.

Tensiunile u_2 corespunzătoare funcției $f(t)$ și u_1 corespunzătoare funcției $f(t+\tau)$ sînt demodulate de blocul *2* cu ajutorul unor filtre ce taie purtătoarea, de unde vom scoate componentele de modulație corespunzătoare funcțiilor $f(t)$ și $f(t+\tau)$ (tensiunile u_3 și u_4). Blocul *2* mai are și un integrator, format dintr-un amplificator operațional de curent continuu, de unde vom scoate tensiunea u_A, corespunzătoare lui $\overline{f}$.

Tensiunile u_3 și u_4 sînt introduse într-un amestecător *4*, de unde vom avea o tensiune corespunzătoare produsului $f(t)\,f(t+\tau)$. Acesta este introdus în integratorul *5*, care are un amplificator operațional de c.c., de unde va ieși tensiunea u_B, corespunzătoare expresiei $\int_0^T f(t)\,f(t+\tau)\,dt$. Ambele aceste mărimi $[\int_0^T f(t)\,f(t+\tau)\,dt$ și $\overline{f}]$ sînt introduse în blocurile de ieșire *6* (indicator) și *7* (înregistrator), unde se efectuează calculul arătat de formula de mai sus ce dă pe $R(\tau)$.

c) Un alt *corelator bazat pe înregistrarea magnetică* este cel arătat în fig. 14 [4], și construit în Anglia.

Banda se rulează sau se derulează cu ajutorul rolelor *4*, *5*, *6*. Cînd se înregistrează pe bandă, atunci tensiunea corespunzătoare funcțiilor $f(t)$ este modulată pe o tensiune continuă dată de *1*. Citirea se face cu capetele *3* și *4*, întîrzierea

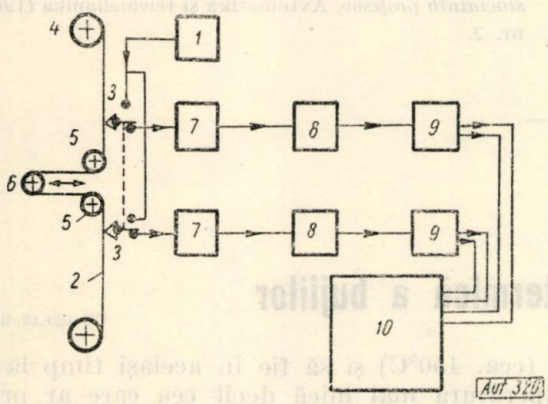


Fig. 14. Schema bloc a unui corelator bazat pe înregistrarea magnetică.

fiind dată de rola *6*. Capetele *3* și *4* dau tensiuni corespunzătoare funcțiilor $f(t)$ și $f(t+\tau)$. Tensiunile citite sînt amplificate de amplificatoarele *7*, apoi demodulate de *8* și din nou amplificate de *9*. Tensiunile intră apoi într-un calculator integrator format dintr-un wattmetru.

IV-e) Mai sus s-a arătat că după ce s-au calculat funcțiile de intercorlație a mărimilor de intrare și ieșire și funcția de corelație a mărimii de intrare, se poate calcula pe cale grafo-analitică funcția pondere (răspunsul la semnal impuls). S-a arătat de asemenea că metodele grafo-analitice de calcul sînt greoaie și de aceea se preferă o mașină de calcul cu ajutorul căreia că se calculeze funcția pondere, direct din funcțiile de corelație și intercorelație. Una din ele este dată în fig. 15 [5].

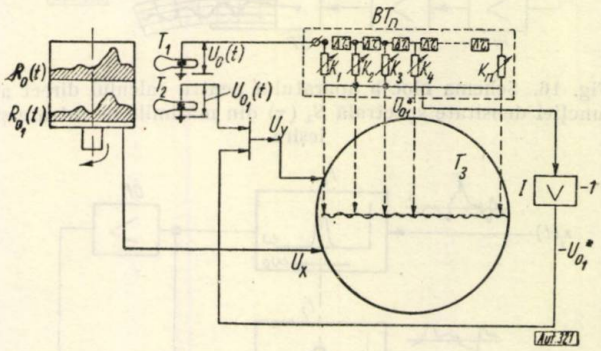


Fig. 15. Schema bloc a unei mașini de calcul pentru determinarea directă a funcției pondere din funcțiile de corelații și intercorelații.

Variația funcțiilor de corelație R_{xy} și R_x, calculate pentru fiecare τ cu ajutorul unui corelator din $x_i(t)$ și $x_e(t)$ al dispozitivului, căruia dorim să-i aflăm funcția pondere, le transformăm printr-un sistem oarecare, de preferință un oscilograf catodic, în variații de tensiuni proporționale cu variațiile acestor funcții și anume $U_{0_1}(t)$ și $U_0(t)$.

Tensiunea U_0 este trecută printr-un bloc de întîrziere BI_n, de unde scoatem $U_{0_1}^*$. Această tensiune se compară cu U_{0_1} și printr-un sistem de opoziție scoatem $U_y = U_{0_1}^* - U_{0_1}$. Cînd $U_y = 0$ atunci $U_{0_1} = U_{0_1}^*$. Variem constantele de timp și constantele de amplificare ale lui BI_n, pînă ce obținem acest lucru și anume pînă cînd pe ecranul T_3 al unui oscilograf obținem o linie aproape dreaptă orizontală. În acest caz funcția pondere a lui BI_n va fi egală cu cea a dispozitivului căruia dorim să-i aflăm această funcție.

IV-f) Funcțiile densitate spectrală pot fi calculate din funcțiile de corelație făcînd transformata Fourier. Există și un aparat [5], care permite calculul funcțiilor densitate spectrală direct din mărimile de intrare și de ieșire.

Aparatul care realizează pe $S_x(j\omega)$ este arătat în fig. 16.

Pentru aceasta variația mărimii de intrare $x_i(t)$ este transformată într-o variație a unei tensiuni, care este introdusă într-un filtru de bandă îngustă F_1, a cărui frecvență de filtrare ω_0 este variată printr-un dispozitiv compus din două circuite RC puțin dezacordate. Rezistențele acestor circuite pot fi variate sincron

prin întrebuinţarea unor reostate ale căror cursoare sînt rotite de un motoraş. Tensiunea la

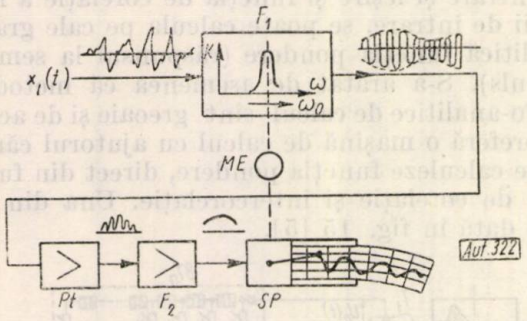


Fig. 16. Schema bloc a aparatului pentru calculul direct al funcţiei densitate spectrală $S_x(\tau)$ din mărimile de intrare şi ieşire.

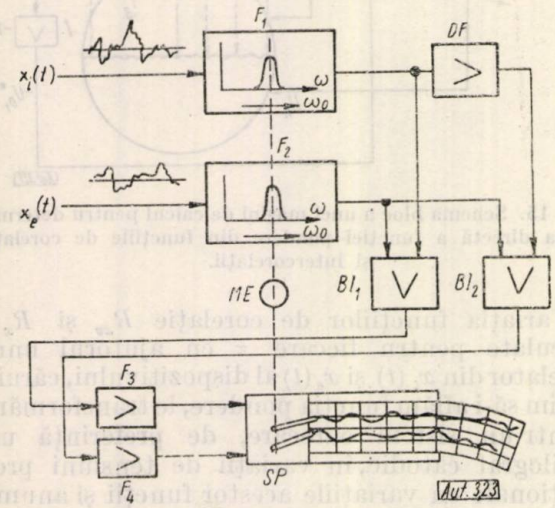


Fig. 17. Schema bloc a aparatului pentru calculul direct al funcţiei densitate spectrală $S_{x_e y}(\tau)$ din mărimile de intrare şi ieşire.

ieşirea filtrului F_1 este introdusă în detectorul P_t şi apoi în filtrul F_2 care ne va da componenta continuă a acestei tensiuni, care va reprezenta chiar densitatea spectrală $S_x(j\omega)$.

Pentru calculul densităţii spectrale $S_{xy}(j\omega)$, trebuie ţinut seama că această densitate spectrală este o mărime complexă. Pentru aceasta mărimea $x_i(t)$ este analizată de filtrul de bandă îngustă F_1 (fig. 12) şi mărimea $x_e(t)$ este analizată de filtrul de bandă îngustă F_2, ale căror principii de funcţionare sînt asemănătoare cu ale filtrului de bandă îngustă F_1 din fig. 17.

Aceste tensiuni sînt înmulţite în blocul BI_1, iar filtrul F_3 va da media acestui produs care reprezintă partea reală a lui $S_{xy}(j\omega)$.

Pentru aflarea părţii imaginare a lui $S_{xy}(j\omega)$, tensiunea de la ieşirea filtrului F_1 este introdusă în defazorul DF, care îi schimbă faza cu $\frac{\pi}{2}$, apoi se înmulţeşte cu tensiunea de la ieşirea filtrului F_2 în blocul BI_2 şi se ia apoi media acestei tensiuni în filtrul F_4.

BIBLIOGRAFIE

[1] SOLODOVNIKOV, V. V., USKOV, A. S.: *Statisticeskii analiz obiecktov regulirovania.* Maşghiz-Moscova, 1959.

[2] LEONOV, I. P., LIPATOV, L. N.: *Primenenie statisceskih metodov dlia opredelenia harakteristik obiektov.* Avtomatika i telemehanika (1959), nr. 9

[3] SOLODOVNIKOV, V. V. şi USKOV: *Ciastotnti metod opredelenia dinamiceskih harakteristik obiektov avtomaticeskovo regulirovania, po danim ik normalinoi exploatații.* Avtomatika şi telemehanika (1959) nr. 12.

[4] VASMANOV, V. V.: *Vicislitelnie matematiceskie pribori*

[5] FELDBAUM, A. A.: *Vicislitelnie ustroistva o avtomaticeskih sistemah.* Gosudarstvennoe izdatelstvo fiziko-matematiceskoi literaturî, Moscova 1959.

[6] LEONOV, I. P., LIPATOV, L. N.: *Staticesie metodî opredelenia dinamiceskih harakteristik promîşlennîh obiektov pri nalicii sumov i analiz infranizkociastotnîh sluciainîh proţesov.* Avtomatika şi telemehanika (1960) nr. 2.

NOTE DE LABORATOR

Contribuţii la aprecierea termică a bujiilor

CZ 621.43. 045

1. Criterii de apreciere a comportării termice a bujiilor

Alegerea bujiilor corespunzătoare diferitelor tipuri de motoare necesită gruparea lor în funcţie de calităţile lor termice.

Pentru a asigura aprinderea în condiţii optime a amestecului de aer şi combustibil este necesar ca temperatura părţii inferioare a bujiei, aflată în contact cu gazele de ardere, să se menţină la valori superioare temperaturii de autocurăţire (cca. 450°C) şi să fie în acelaşi timp la o temperatură mai mică decît cea care ar provoca preaprinderea amestecului (cca. 800°C).

Astfel de exemplu motoarele care funcţionează cu încărcare termică mare (motoare în doi timpi, motoare cu grad de compresie şi turaţie ridicată) trebuie să fie dotate cu bujii reci care au o conductibilitate termică bună şi o suprafaţă de încălzire mică.

Alegerea bujiei optime pentru un motor dat este îngreunată însă de faptul că pînă în prezent

nu există o măsură generală recunoscută pentru aprecierea termică a bujiilor. Astfel bujiile sovietice sînt caracterizate din punct de vedere termic prin lungimea conului izolatorului, iar constructorii germani de bujii utilizează drept valoare termică timpul parcurs pînă la încălzirea bujiei la temperatura de preaprindere a amestecului.

Ambele metode prezintă neajunsuri. Astfel după lungimea conului izolatorului putem aprecia numai suprafaţa de încălzire a bujiei fără ca această metodă să indice măsura în care căldura primită este retransmisă mai departe.

Etalonarea bujiei după metoda germană necesită la rîndul său o instalaţie completă, iar metoda indică de fapt comportarea bujiei numai în motorul experimental.

În cele ce urmează vom prezenta metodica şi aparatura necesară unei aprecieri complexe a bujiilor, aparatura permiţînd atît aprecierea comportării bujiei într-un motor dat, cît şi etalonarea termică a bujiilor.

Verificarea funcţionării bujiei într-un motor dat se face pentru regimul de încărcare maximă ($P_{e\ max}$) şi în cazul mersului în gol, bujia în acest interval trebuind să funcţioneze fără producere de aprinderi incandescente (neaprinderi) şi fără ancrasare.

Apariţia aprinderilor incandescente se evidenţiază cu ajutorul unui indicator de ionizaţie. În acest scop pe ecranul unui tub catodic al cărui spot se deplasează pe orizontală proporţional cu unghiul arborelui motor se aduc două impulsuri, unul corespunzător momentului producerii scînteii şi altul corespunzător aprinderii amestecului. La funcţionarea normală impulsul scînteii apare înaintea impulsului de flacără, decalajul fiind dat de perioada de inducţie şi de viteza de propagare a flăcării.

Pe măsură ce bujia este supusă unor solicitări inadmisibile, temperatura izolantului şi a electrodului central creşte ajungînd la valori care să ducă la aprinderea amestecului. În acest caz decalajul între scînteie şi flacără scade, ajungînd pînă la urmă ca aprinderea să se producă înaintea apariţiei scînteii (aprindere incandescentă).

Verificarea funcţionării bujiei la limita inferioară a solicitărilor termice (mers în gol) se face în scopul de a vedea dacă nu cumva bujia ajunge la temperaturi mai joase decît cea necesară autocurăţirii ei.

Murdărirea bujiei face ca tensiunea secundară a aparatului de aprindere să scadă, ceea ce duce la funcţionarea neregulată a sistemului de aprindere (rateuri).

Prezenţa unui asemenea regim în funcţionarea bujiei se poate evidenţia fie prin măsurarea, tensiunii maxime date de aparatul de aprindere, fie prin diferenţa între numărul de aprinderi şi numărul de cicluri.

2. Descrierea aparaturii de măsură

Măsurarea duratei dintre apariţia scînteii şi apariţia flăcării s-a făcut cu ajutorul unui tub catodic pe ecranul căruia apare impulsul de scînteie şi de flacără.

Cu ajutorul unui contor elecrtonic, se numără ciclurile (numărarea flacărilor) pe care le suportă bujia fără a avea autoaprindere. Schema bloc a instalaţiei electronice este arătată în fig. 1.

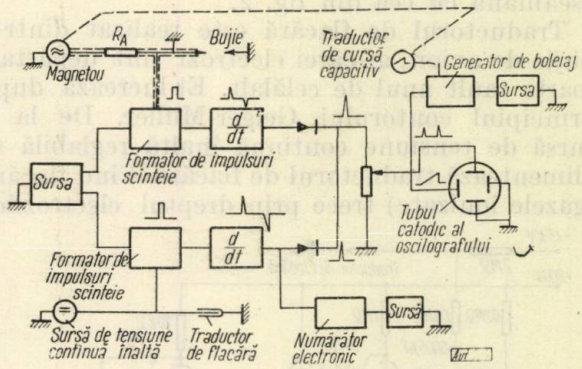


Fig. 1. Schema bloc a instalaţiei electronice pentru numărarea ciclurilor pe care le suportă bujia fără a avea autoaprindere.

Formarea impulsurilor de scînteie se face cu ajutorul unui sistem de formare şi derivare care se alimentează în derivaţie de la magnetou.

Pentru înlăturarea paraziţilor, derivaţia se ia de la capătul unei rezistenţe de 18 kΩ.

Schema aparatului pentru formarea impulsurilor de scînteie este arătată în fig. 2.

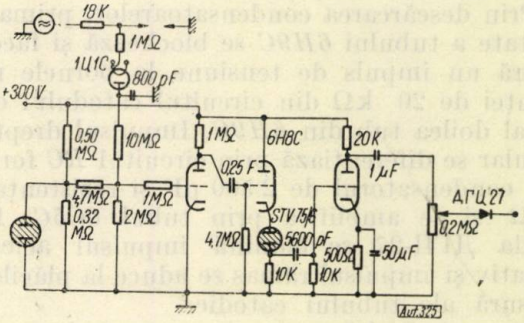


Fig. 2. Schema aparatului pentru formarea impulsurilor de scînteie.

Prima jumătate a tubului *6H8C* conduce, iar cealaltă jumătate este blocată. Prima jumătate *6H8C* are o polarizare pozitivă la grilă, care se primeşte de la sursa de 300 V prin intermediul unui divizor format din rezistenţele de 0,6 mΩ şi 0,32 mΩ şi menţinută constantă de tubul *STV* 75/6. În timpul semiperioadelor negative ale tensiunii magnetoului, prima jumătate a lui *6H8C* primeşte la grilă impulsuri negative, care o blochează. Se transmit astfel impulsuri pozitive la grila celei de a doua jumătăţi a lui *6H8C* care deblochează tubul şi lasă să treacă un impuls dreptunghiular de curent, care face ca la bornele rezistenţei de la 10 kΩ din cir-

cuitul catodului să apară un impuls dreptunghiular de tensiune. Impulsul dreptunghiular este diferenţiat prin circuitul *RC* de 5 600 pF şi 10 kΩ şi amplificat prin tubul *6C5C*. Unul dintre cele două impulsuri aciculare este alimentat de dioda cu germaniu ДГЦ-27 şi astfel un singur impuls se aduce la plăcile de măsură ale tubului catodic.

Impulsurile aciculare de flacără se obţin cu ajutorul schemei din fig. 3, care în principiu se aseamănă cu cea din fig. 2.

Traductorul de flacără este realizat dintr-o bujie de avion, ai cărei electrozi sînt depărtaţi foarte mult unul de celălalt. El lucrează după principiul contorului Geiger-Müller. De la o sursă de tensiune continuă înaltă reglabilă se alimentează traductorul de flacără. Cînd flacăra (gazele ionizate) trece prin dreptul electrozilor

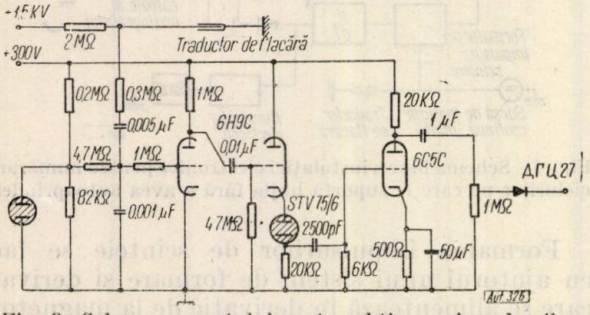


Fig. 3. Schema aparatului pentru obţinerea impulsurilor aciculare de flacără.

acesta va lăsa să se descarce prin el sarcina de pe condensatoarele cu care este legat în paralel (0,005 μ F şi 0,001 μF).

Prin descărcarea condensatoarelor, prima jumătate a tubului *6H9C* se blochează şi face să apară un impuls de tensiune la bornele rezistenţei de 20 kΩ din circuitul catodului celui de al doilea tub din *6H9C*. Impulsul dreptunghiular se diferenţiază prin circuitul *RC* format din condensatorul de 2 500 pF şi rezistenţa de 6 kΩ şi se amplifică prin tubul *6C5C*. Prin dioda ДГЦ-27 se elimină impulsul acicular negativ şi impulsul rămas se aduce la plăcile de măsură ale tubului catodic.

Sursa de înaltă tensiune continuă este un redresor electronic cu tuburi cu catod incandescent duodiode (P 200/2000) cu reglare de tensiune cu amplificator magnetic înseriat cu transformatorul anodic. Schema acestui redresor este arătată în fig. 4.

Numărarea ciclurilor pe care le suportă bujia pînă la producerea autoaprinderii se face cu ajutorul unui contor mecanic tip И-100 comandat electronic.

Schema de principiu a numărătorului este arătată în fig. 5.

Numărătorul mecanic este conectat prin intermediul întreruptorului *K* în circuitul anodic al tubului *6V6* este blocat printr-o tensiune de grilă negativă de — 80V dată de o sursă auxiliară. Pentoda 6Ж4 conduce astfel că tensiunea la anodul său este destul de mică. La apariţia unui impuls negativ pe grila lui 6Ж4, acesta se blochează, iar impulsul pozitiv deblochează tubul final *6V6* astfel că acesta lasă să treacă un impuls de curent prin bobina con-

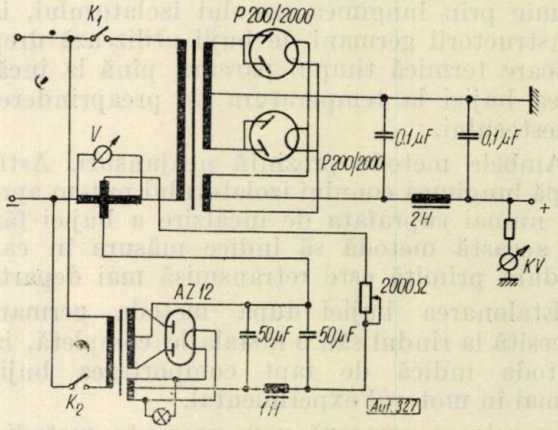


Fig. 4. Schema sursei de înaltă tensiune continuă.

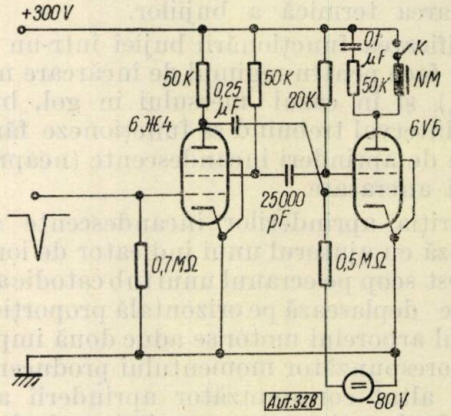


Fig. 5. Schema de principiu a numărătorului pentru numărarea ciclurilor pe care le suportă bujia pînă la producerea autoaprinderii.

torului mecanic. Reacţia se realizează pe grilele ecran, prin intermediul condensatorului de 25 000 pF.

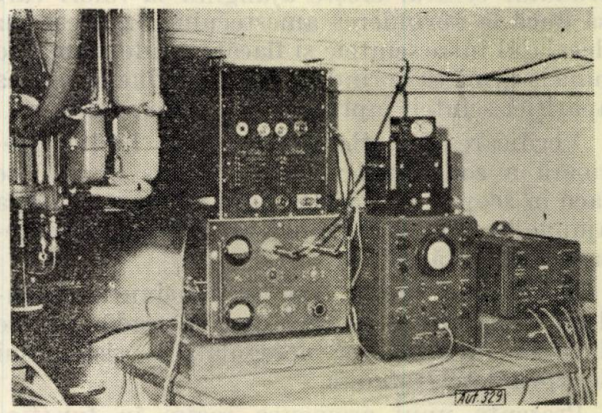


Fig. 6. Ansamblul de aparate împreună cu motorul.

Ansamblul de aparate împreună cu motorul sînt arătate în fig. 6. Oscilograful cu traduc-

torul de cursă şi generatorul de baleiaj fac parte dintr-o instalaţie de ridicare a diagramei (p, v) a motoarelor cu ardere internă.

Determinarea limitei inferioare de bună funcţionare a bujiei (apariţia depunerilor pe izolatoare) se face prin măsurarea tensiunii maxime. Măsurarea tensiunii aparatelor de aprindere este foarte dificilă, în primul rînd datorită valorilor mari ale acesteia şi în al doilea rînd din cauza puterii reduse a sursei. De obicei, se măsoară amplitudinea pulsului pozitiv de tensiune cu ajutorul unui aparat a cărui schemă este arătată în figura 7 şi care a fost realizat de noi.

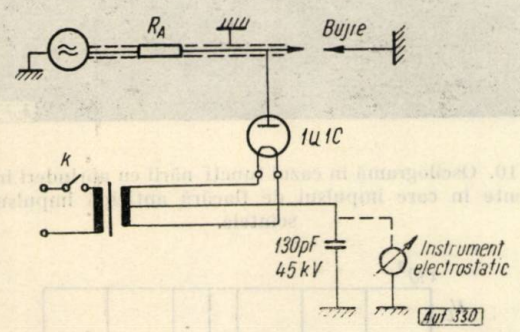


Fig. 7. Schema aparatului pentru măsurarea amplitudinii pulsului pozitiv de tensiune.

În timpul semiperioadei pozitive, condensatorul se încarcă pînă la amplitudinea acestei semiperioade. Tensiunea la bornele condensatorului se măsoară cu ajutorul unui voltmetru electrostatic.

Atît timp cît pe durata încercărilor tensiunea nu scade, acesta este un semn că bujia a rămas curată. Atunci cînd tensiunea începe să scadă, înseamnă că bujia a început să se murdărească.

3. Rezultatele încercărilor

În scopul verificării funcţionării aparaturii s-au efectuat unele încercări cu bujii de 18 mm de fabricaţie „Izolator" (R.D.G.) şi „Triumf" (Cluj). Bujiile izolator, etalonate după metoda germană, aveau valorile termice de E-145, E-175 şi E-225, iar bujiile „Triumf" aveau valorile termice exprimate în funcţie de lungimea conului izolatorului (11 mm, 15 mm şi 18 mm), fiind marcate M 18—11, M 18—15 şi M 18—18.

Experienţele s-au făcut pe un motor sovietic monocilindric de compresie variabilă, fabricat pentru determinarea cifrei octanice a benzinei (Maier I.T. 9—2).

Datele principale ale motorului sînt următoarele :

Monocilindru cu patru timpi cu aprindere de la magnetou	
Diametrul alezajului	85 mm
Cursa	115 mm
Litrajul	0,652 l
Turaţia	900±10 rot/min
Gradul de compresie	4—10

S-a utilizat drept combustibil benzina cu cifra octanică 60. În timpul experienţelor s-au menţinut constante compoziţia şi temperatura amestecului şi temperatura apei în sistemul de răcire a motorului.

Experienţele s-au efectuat pentru următoarele valori ale gradului de compresie $\varepsilon = 6{,}66$, $\varepsilon = 7$ şi $\varepsilon = 7{,}49$.

În tabelele 1 şi 2 sînt date pentru bujiile „Izolator" şi „Triumf" numărul de cicluri efectuate de la pornirea motorului cu bujia rece pînă la funcţionarea cu aprindere incandescentă. În paranteză este dat şi timpul parcurs în secunde. Drept apariţie a aprinderilor incandescente s-a

Tabela 1

Bujii „Izolator"

Tipul bujiei / ε	E-145	E-175	E-225
6,66	1545 (206)	1705 (227)	1965 (262)
7	1045 (139)	1080 (144)	1140 (152)
7,47	660 (88)	668 (89)	697 (93)

Tabela 2

Bujii „Triumf"

Tipul bujiei / ε	M 18—18	M 18—15	M 18—11
6,66	1620 (216)	1710 (228)	1770 (236)
7	1148 (113)	1156 (154)	1223 (163)
7,47	682 (91)	690 (92)	720 (96)

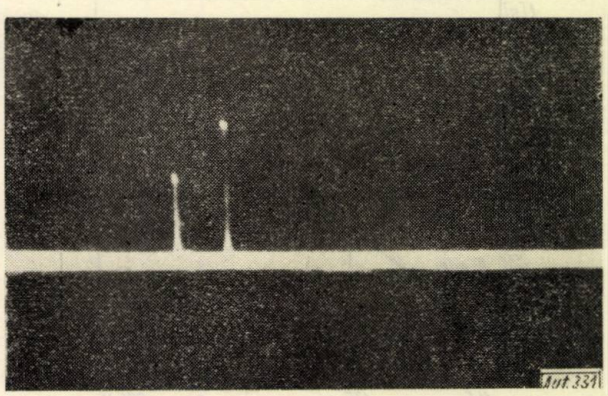


Fig. 8. Oscilogramă în cazul funcţionării normale în care impulsul de scînteie anticipă impulsul de flacără.

considerat momentul cînd se suprapunea impulsul de flacără (mai lung) cu impulsul de scînteie (mai scurt).

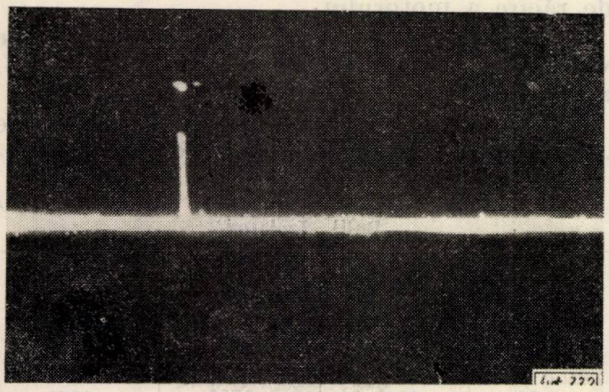


Fig. 9. Oscilogramă în cazul funcționării normale în care la apariția aprinderilor incandescente cele două impulsuri se suprapun.

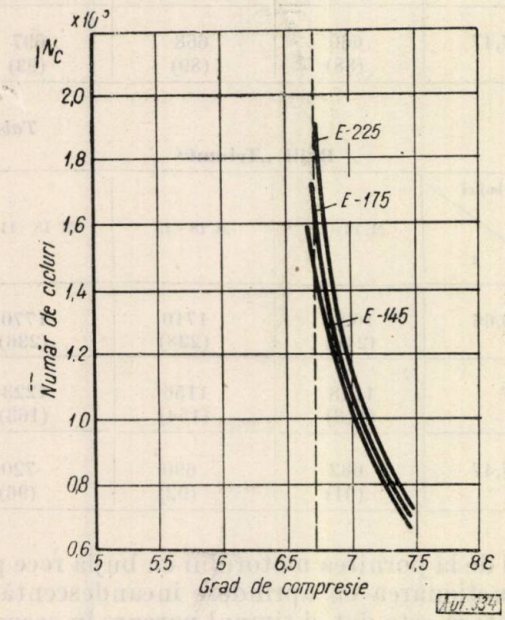


Fig. 11. Diagrame experimentale.

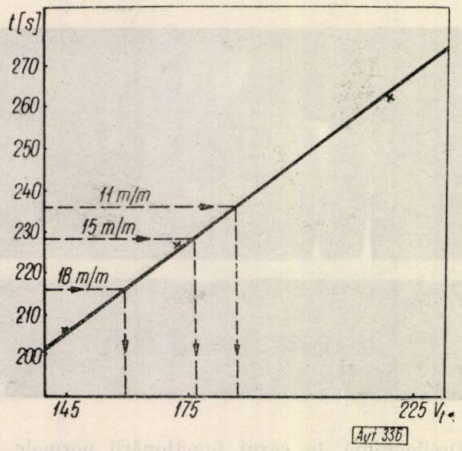


Fig. 13. Diagrama $t = f(V_t)$.

În figurile 8, 9 și 10 se redau funcționarea normală, apariția aprinderilor incandescente și funcționarea cu aprinderi incandescente.

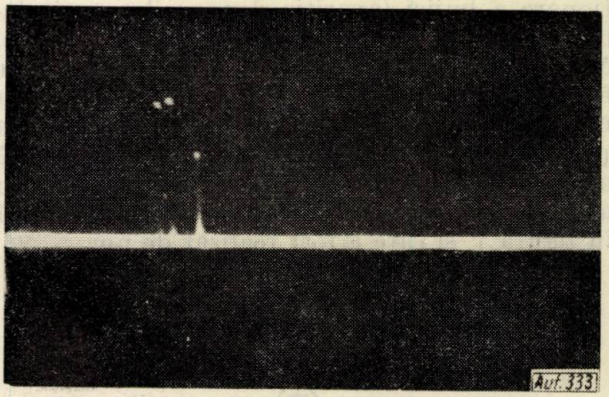


Fig. 10. Oscilogramă în cazul funcți nării cu aprinderi incandescente în care impulsul de flacără anticipă impulsul de scînteie.

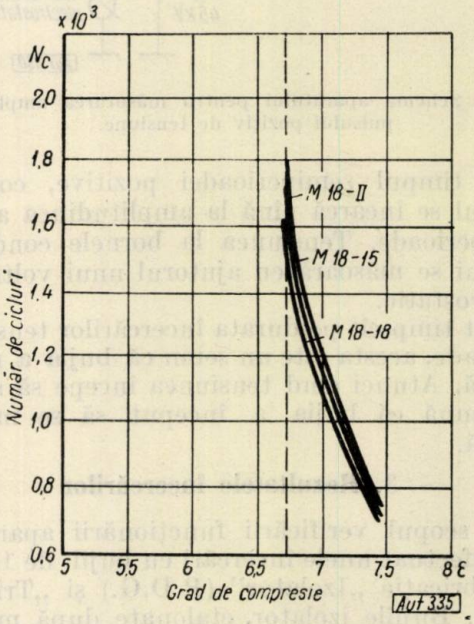


Fig. 12. Diagrame experimentale.

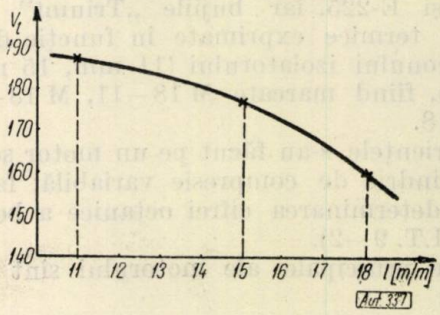


Fig. 14. Diagrama de variație a valorii termice (în unități germane) în funcție de lungimea conului izolatorului.

La funcționarea normală (fig. 8) impulsul de scînteie anticipă impulsul de flacără, la apariția aprinderilor incandescente ele se su-

prapun (fig. 9) iar la funcţionarea cu aprinderi incandescente impulsul de flacără anticipă impulsul de scînteie (fig. 10).

Rezultatele acestor experimentări sînt reprezentate grafic în fig. 11 şi fig. 12.

Se observă că pe măsură ce bujiile sînt mai reci ele ajung la aprinderi incandescente după un număr mai mare de cicluri.

Asimptotele verticale ale acestor curbe indică gradul de compresie maxim al motorului pentru care bujia respectivă este corespunzătoare (aprinderea incandescentă apare după un număr infinit de mare de cicluri).

Datele experimentale obţinute permit etalonarea bujiilor Triumf şi în funcţie de unităţile germane. Astfel cu ajutorul graficului din figura 13 s-a trasat curba din figura 14, care reprezintă variaţia valorii termice (V_t) a bujiilor Triumf exprimată în unităţi germane în funcţie de lungimea conului izolatorului.

Conf. ing. V. HOFFMANN şi conf. ing. M. CRISTEA

Aparat pentru măsurarea curenţilor continui foarte mici

CZ. 621.317.714.024

În cercetarea ştiinţifică ca şi în tehnica modernă, măsurarea curenţilor continui foarte mici este necesară în cele mai diferite ramuri ca: tehnica nucleară, tehnica vidului înaintat, fenomene de ionizare, probleme legate de semiconductori, etc.

Se folosesc în aceste scopuri montaje cu condensator vibrant, cu tub electrometric, amplificatoare magnetice şi electrometre de laborator cu mare sensibilitate.

În unele cazuri se utilizează chiar montaje cu tuburi electronice obişnuite, cu temperatura catodului scăzută, cu tensiune anodică mică şi cu intrare pe a 2-a sau a 3-a grilă. Dar aceste montaje de „regim electrometric", cu toate că reduc curentul de grilă la 10^{-15} A [1], nu oferă sensibilitate mare din cauza izolaţiei slabe a electrozilor, tuburile electronice nefiind făcute din sticla specială care se foloseşte la tuburile electrometrice. Un alt dezavantaj este îmbătrînirea rapidă a catodului subîncălzit.

Montajul cel mai comod şi economic de utilizat este cel care întrebuinţează tuburile electrometrice, deoarece nu cere un ansamblu mecanic complicat, este simplu ca execuţie, iar etalonarea sa se realizează uşor.

Montajele cu tuburile electrometrice au însă ca neajuns stabilitatea slabă a punctului de zero adică etalonarea „pluteşte" la dreapta şi la stînga, eronînd rezultatele măsurătorilor.

Acest inconvenient este însă remediat în mare măsură, alimentînd montajul din surse stabilizate, folosind rezistenţe bobinate din mangan (în afară de rezistenţa de intrare care are valoarea ohmică foarte mare) punînd montajul în termostat, eventual şi sub vid, ferit de lumină (din cauza fotoemisiei grilei de comandă) şi protejat contra umidităţii. Modul cel mai eficace de a limita „plutirea" este introducerea unei reacţii negative de corecţie care se realizează folosind cîteva etaje de amplificare după tubul electrometric.

În montajul cel mai simplu, tubul electrometric reprezintă un braţ dintr-o punte echilibrată.

Rezistenţele R_1 şi R_2 sînt fixe şi au aceeaşi valoare, iar rezistenţa R_3 este variabilă şi se reglează ca să fie egală cu rezistenţa echivalentă a tubului, realizîndu-se astfel echilibrul punţii (fig. 1).

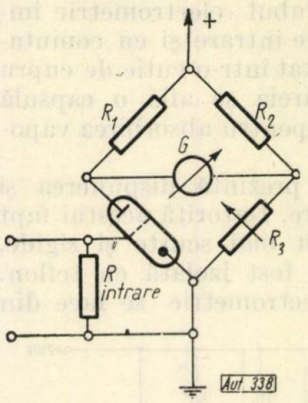


Fig. 1. Punte avînd un braţ prevăzut cu tub electrometric.

Cu timpul tubul îmbătrîneşte şi îşi schimbă parametrii, astfel că puntea se dezechilibrează şi trebuie repetat reglajul de zero.

Acest neajuns se evită înlocuindu-se R_3 cu un tub identic cu primul (fig. 2), iar echilibrarea punţii se face cu R_4. Cazul cel mai favorabil este cînd T_1 şi T_2 sînt montaţi în acelaşi balon de sticlă

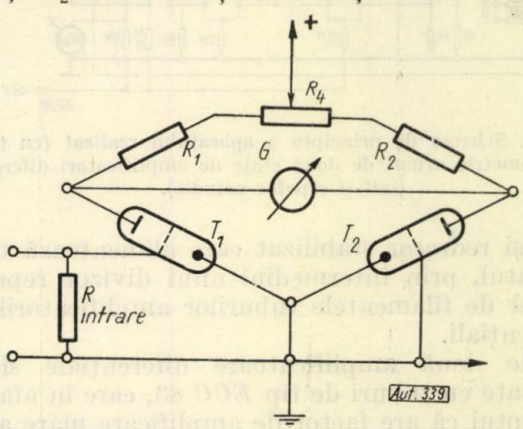


Fig. 2. Punte avînd două braţe prevăzute cu tuburi electrometrice.

în jurul aceluiaşi catod, realizînd astfel un tub gemen care prezintă o mare sensibilitate.

Montajul din fig. 2 foloseşte ca indicator un galvanometru sensibil, care prin natura lui constructivă este incomod în exploatare. Folosirea instrumentelor obişnuite cere cîteva etaje de amplificare, oferind şi posibilitatea realizării unei reacţii negative care măreşte stabilitatea.

Schema bloc a unui astfel de montaj cu tub electrometric urmat de un amplificator de curent continuu este reprezentată în fig. 3.

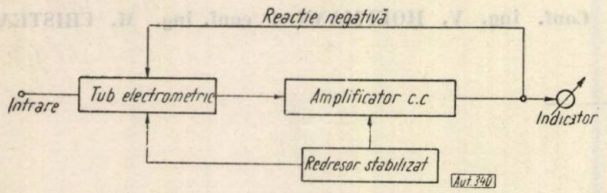


Fig. 3. Schema bloc a montajului cu tub electrometric urmat de un amplificator de curent continuu.

Schema de principiu proiectată pe baza principiilor de mai sus (fig. 4) conţine tubul electrometric urmat de două etaje de amplificatori diferenţiali şi un repetor catodic. Tubul electrometric folosit are indicativul 2 ε 2 P şi este de fabricaţie sovietică. Tubul electrometric împreună cu rezistenţele de intrare şi cu comutatorul de game este montat într-o cutie de cupru etanşă în interiorul căreia se află o capsulă cu pentaoxid de fosfor, pentru absorbirea vaporilor de apă.

O mare importanţă prezintă dispunerea şi izolarea bornei de intrare. Datorită acestui fapt legăturile s-au făcut cît mai scurte şi rigide, iar borna de intrare a fost izolată cu teflon. Alimentarea tubului electrometric se face din

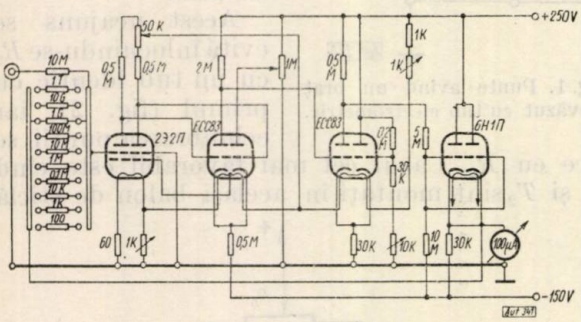


Fig. 4. Schema de principiu a aparatului realizat (cu tub electrometric urmat de două etaje de amplificatori diferenţiali şi repetor catodic).

acelaşi redresor stabilizat care alimentează tot aparatul, prin intermediul unui divizor reprezentat de filamentele tuburilor amplificatorilor diferenţiali.

Cele două amplificatoare diferenţiale sînt echipate cu tuburi de tip *ECC* 83, care în afară de faptul că are factor de amplificare mare are avantajul că are tensiunea filamentului 6 sau 12 V şi permite astfel alimentarea filamentului în curent continuu în condiţii avantajoase.

Negativările sînt realizate cu ajutorul unui dresor stabilizat de 150 V, în afară de tubul electrometric care este negativat cu o rezistenţă de 60 ohmi în catodă.

Aducerea la zero se reglează cu potenţiometrul de 50 kΩ prin care se alimentează rezistenţele de sarcină a tubului 2 ε 2 P, iar

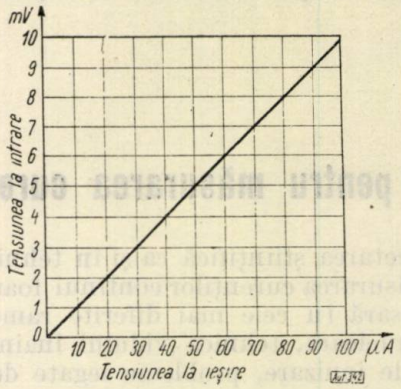


Fig. 5. Curba de etalonare a aparatului realizat.

potenţiometrul de 1 MΩ din anoda a doua a primului etaj de amplificare serveşte la reglarea amplificării, deci cu el se etalonează sensibilitatea la capătul scalei.

În fig. 5 este reprezentată curba de etalonare a aparatului, care trebuie refăcută de fiecare dată cînd se schimbă tubul electrometric, adică la fiecare 1000 de ore de lucru.

Aparatul executat de noi posedă 10 game de măsură de la 10^{-14} A pînă la 10^{-4} A, permiţînd măsurarea curenţilor negativi sau pozitivi faţă de masă.

Stabilitatea aparatului după o oră de încălzire este mai bună de 10% în 8 ore pe gamele 10^{-14} A şi 10^{-13} A şi sub 1% în 8 ore pe celelalte game. Precizia aparatului este de numai 10%, din cauza rezistenţelor de intrare.

Aparatul descris mai sus a fost realizat în laboratorul de fizică al Institutului Politehnic din Bucureşti şi este construit special pentru studiul conductibilităţii electrice şi fotoconductibilităţii semiconductorilor organici.

BIBLIOGRAFIE

[1] SANIN A. A.: *Metode radiotehnice pentru studiul radiaţiilor*, (traducere din limba rusă). Editura tehnică, 1958.

[2] BONICI-BRUEVICI M. M.: *Folosirea tuburilor electronice în fizica experimentală* (traducere din limba rusă). Editura tehnică, 1959.

[3] BREIBA U.: *Amplificatori de microcurenţi*. Radio, (1959) 1, 2, 3.

Ing. V. BÖHM

RECENZII

C. VAZACA : **Analiza şi sinteza sistemelor automate liniare.** Ed. Academiei R.P.R., Bucureşti, 1961, un volum de 760 pag. cu 513 fig., 8 planşe şi 143 ref. bibliografice, format 85 (17 × 24 cm) cartonat, lei 44,10.

Lupta pentru ridicarea productivităţii muncii în industrie implică introducerea pe o scară încă necunoscută pînă acum a automatizării, caracteristică esenţială a tehnicii moderne. Realizările în acest domeniu reprezintă sarcini de prim ordin trasate în documentele de partid. Ele presupun, înainte de toate, însuşirea bazelor principiale ale automatizărilor de orice fel, a teoriei caracterizată printr-o uimitoare unitate şi o viabilitate generală pentru domeniile concrete cele mai diferite ale sistemelor de comandă şi reglare.

Volumul apărut de curînd al tov. prof. C. Vazaca completează în mod fericit literatura noastră tehnico-ştiinţifică originală în domeniul atît de important al automatizărilor. Utilitatea lui reiese clar pentru oricine citeşte atent prefaţa în care opera este încadrată de către autor în realităţile caracteristice ţărilor constructoare ale socialismului.

Tabla de materie, în mod exemplar sistematizată, dă o imagine clară a materiei tratate şi a secvenţei logice, după care ea se dezvoltă. Examinarea ei pune primele întrebări şi probleme. Dacă este necesar să se includă în acest volum o recapitulare de 30 pagini a teoriei funcţiilor de variabilă complexă? Dacă sinteza sistemelor automate tratată într-un singur capitol din şapte a fost îndeajuns dezvoltată în comparaţie cu părţile introductive şi cu analiza sistemelor? Un răspuns nu se poate da decît după inspecţia sau studiul critic al întregului volum.

Capitolul I, privind caracteristicele şi problemele fundamentale ale sistemelor automate, începe cu noţiuni generale şi cu schemele fundamentale ale sistemelor automate, după care se prezintă cazuri particulare concrete. Acest procedeu inductiv, urmat în mai toate manualele referitoare la principiile automatizărilor, se recomandă şi este indicat în opere didactice şi de introducere în materie, el avînd avantajul de a fundamenta consideraţiile teoretice pe realităţile concrete materiale ale sistemelor automate.

În capitolul II se expun probleme tehnice de bază, performanţele cerute sistemelor automate şi regimurile de funcţionare. Se întrebuinţează peste tot definiţiile şi terminologia stabilită în STAS 6019—59 fără a se face vreo trimitere la acest standard (p. 25—30).

Capitolul III aduce o trecere în revistă a principalelor instrumente matematice necesare pentru studiile de analiza şi sinteză. Marele merit al autorului este de a fi găsit un limbă care convine inginerilor. Aceasta nu înseamnă că pentru un studiu mai aprofundat, în scopul înţelegerii mai depline a următoarelor capitole, nu ar fi necesară consultarea unor lucrări matematice de specialitate, în ciuda dificultăţilor ce le prezintă metoda deductivă şi demonstraţiile riguroase.

După părerea noastră subcapitolul 3.2 despre mărimi complexe şi funcţii de variabilă complexă, depăşind 33 pagini, s-ar fi putut restrînge în avantajul altor capitole mai avansate şi mai apropiate obiectului propriu-zis.

Urmează ecuaţiile diferenţiale ale sistemelor fizice (subcap. 33), scrise în mod consecvent sub forma şi cu notaţiile ce se întrebuinţează în continuare (v. pag. 109). Discutarea corelaţiilor între regimul sinusoidal şi cel tranzitoriu al circuitelor electrice (3323) ne pare binevenită şi utilă, cu toate că nu se epuizează toate aspectele acestei probleme.

Transformaţia Laplace (34) are mai degrabă locul ei într-un astfel de manual, cu toate că ea s-ar putea dispune în anexe, pentru a nu întrerupe şirul logic al expunerii. Avantajul mare pentru cel ce studiază bazele teoretice ale automatizărilor este nu numai că el găseşte reguli de calcul cu transformaţia Laplace şi Fourier (35), dar că ele sînt tratate la nivelul şi sub forma care se utilizează în continuare în capitolele de analiză, stabilitate şi sinteză a sistemelor automate. Foarte interesante şi utile sînt comparaţiile între cele două transformaţii, ambele atît de eficace pentru studiul fenomenelor tranzitorii (3.5.1). Unul dintre motivele neamintite (la p. 201), pentru ce transformaţia Carson, care nu schimbă dimensiunea mărimilor, nu s-a introdus în teoria reglării automate, este faptul că mărimile care se transformă sînt în majoritate raporturi fără dimensiune (ca de ex. : inversa funcţiei de transfer).

Capitolul IV tratează teoria generală a sistemelor automate, în speţă funcţiile de transfer, funcţia pondere, funcţiile discontinue elementare (impulsul unitar şi treapta unitară) cît şi răspunsurile corespunzătoare ale sistemului, apoi schemele funcţionale simple şi complexe cu algebra lor. Se insistă asupra importanţei calităţii elementelor de pe legătura inversă negativă pentru performanţele sistemului. Apoi se dau reprezentările grafice ale funcţiilor de transfer (reprezentările polare şi diagramele logaritmice). Aci s-a intercalat şi consideraţiile clasice privind coeficienţii erorii staţionare.

Subcapitolul 4.3 în care se dau şi se discută criteriile de stabilitate Routh-Hurwitz, Mihailov şi Nyquist este urmat de un altul (44), care se referă din nou la corelaţiile dintre regimul sinusoidal şi cel tranzitoriu, de data aceasta consideraţiile fiind mai generale. Între altele trecerea din domeniul frecvenţelor în domeniul timpului şi reciproc este nu numai remarcabilă prin eleganţa deducerii, dar şi fecundă prin numeroasele posibilităţi de extindere ce le oferă.

În capitolul V se ajunge în fine la analiza propriu-zisă a sistemelor automate după ecuaţiile diferenţiale, după funcţiile de transfer şi se prezintă metodelor grafo-analitice de analiză. Aici (5.2) se manifestă din plin eficacitatea transformaţiei Laplace în studiul comportării sistemelor automate.

La punctele 5.3.1. şi 5.3.2. se revine iarăşi asupra trecerii directe şi inverse din domeniul timpului în domeniul frecvenţelor.

Corelaţiile dintre discontinuitatea funcţiilor de transfer şi stabilitatea sistemelor se încheie cu o prezentare a sistemelor automate complexe, care conţine între altele metode pentru calculul efectului perturbaţiilor.

Capitolul VI, referitor la compensarea sistemelor automate şi adresat direct proiectanţilor, este tratat la înalt nivel şi cu aceeaşi competenţă. Se dau indicaţii pentru alegerea justă a parametrilor reţelei de compensare şi pentru găsirea funcţiei de transfer ale sistemelor cu performanţe date.

Prin aceasta se trece de fapt la ultimul şi cel mai mare capitol (VII), privind sinteza sistemelor automate. Întregul aparat matematic, pregătit în prealabil, este pus la contribuţie în discuţia diferitelor metode de sinteză. Aici apare analogia potenţialului nu atît de fecundă cît era de aşteptat de creatorii metodelor sintezei. Metoda locului rădăcinilor putea să apară de fapt mai în faţă, deoarece ea serveşte şi la studiile de analiză. Foarte utile sînt discuţiile asupra modului de aplicare şi asupra corelaţiilor dintre locul rădăcinilor, locul de transfer şi răspunsul „indicial".

După o tratare corespunzătoare a metodelor grafo-analitice bazate pe generalizarea locului de transfer, care face uz de criteriile clasice de stabilitate, se trece la metoda analitică de sinteză pe baza localizării zerourilor şi polurilor sistemului închis. În fine se studiază sinteza pe baza unui răspuns tranzitoriu predeterminat cu aproximarea funcţiei pondere şi a funcţiei indiciale.

Un material atît de bogat este greu de cuprins şi de judecat în ansamblu. Să ne fie totuşi permis a face cîteva observaţii de fond. Avînd în vedere volumul operei, grija pentru concentrarea materialului desigur că a preocupat atît pe autor cît şi editura. Cum tema este pentru prima dată prezentată cititorilor noştri de un autor romîn (cartea tov. prof. C. Penescu referindu-se la un domeniu particular al automatizărilor), stilul uşor didactic şi metoda de expunere inductivă îşi pot avea o justificare. Rămîne de făcut deci o reducere din materialul capitolelor şi singura posibilitate de a o face era desfăşurarea în anexe a capitolului III, a bazelor fizico-matematice, care se găsesc bine tratate şi în alte manuale.

Astfel domeniul analizei se putea începe după o pregătire mai scurtă şi opera cîştiga în consistenţă, iar sinteza se putea amplifica şi mai mult.

În continuarea sintezei sistemelor automate se simte lipsa unui capitol asupra problemei importante a optimizării, atît de mult discutată în literatura recentă. De asemeni mai lipsesc sistemele cu excitaţii sau perturbaţii stohastice,

Sistemele autoadaptive ş.a. Evident aceste noi domenii nu pot să-şi aibă locul decît într-un alt volum, care poate va preocupa pe autor şi editura în viitor.

Este un mare merit al autorului de a fi discutat dialectic metodele de calcul şi de a fi indicat pe cele mai potrivite unor probleme concrete puse. Rigurozitatea definiţiilor şi a terminologiei nu lasă de dorit, poate cu excepţia constantei de timp pentru care nu se indică o semnificaţie fizică în capitolul IV (4.1.4.1 şi 4.2.5.3), ci numai în capitolul V (5.1.3). Mai observăm că prescurtările uzuale PID se introduc nu la definirea acestor clase ale sistemelor, ci chiar în sub-capitolul 5.2.2.

Cu acestea am trecut de fapt la observaţiile formale. Metoda de expunere este clară, uneori prea detaliată (p. 291 şi 510). Exemplele se puteau tipări cu un corp mai mic, cîştigîndu-se spaţiu şi claritate. Unele exemple: (pag. 377—379) s-ar putea înlocui la o nouă ediţie cu altele ceva mai complexe.

Prezentarea este în general foarte bună şi corespunde progresului continuu pe care-l realizează Editura Academiei R.P.R. Notaţiile matematice sînt bine alese şi normele de tipărire a lor au fost îndeplinite cu puţine excepţii (e, în formula 3.108 p. 110, ar trebui să fie drept).

Figurile sînt de asemeni clare, din cauza liniilor groase care scot în evidenţă curbele faţă de careiajul de fond. Foarte reuşite sînt diagramele 5.19 p. 351, 6.39 p. 568, schema 4.25 şi planşele. Numeroase figuri bune nu au fost micşorate suficient (ca de exemplu 4.64 p. 305, 4.75 p. 318, 5.6 p. 339, 5.34 p. 365 ş.a.).

Figura 5.45 nu este nomogramă, ci o scară gradată, iar 7.76 şi 7.77 sînt diagrame cu parametri, numai fig. 5,29 (p. 359) este o nomogramă. Figurile 3.58 şi 3.59 la p. 146 au apărut fără careiaj.

Aceste mici lipsuri nu diminuează valoarea operei şi ele s-au amintit numai pentru ca la o nouă ediţie să se ţină seama de ele în vederea unei prezentări şi mai perfecte.

Cartea nu va trebui să lipsească de pe masa de lucru a proiectanţilor instalaţiilor automate, dar ea va putea fi consultată cu folos de toţi inginerii şi studenţii care vor să se perfecţioneze în teoria sistemelor automate. Apariţia acestei opere cinsteşte literatura romînească tehnico-ştiinţifică şi va contribui cu siguranţă la ridicarea nivelului profesional al multor tineri automatişti.

A. A.

V. V. SOLODOVNIKOV: **Comanda automată şi tehnica calculatoarelor** (Automatic Control and Computer Engineering). Vol. I, Pergamon Press — Oxford 1961, 502 pag. Cartea este o traducere a volumului original *„Avtomaticeskoie upravelniie i vîcislitelnaia tehnika"*. Moscova, Maşghiz, 1958, apărut sub redacţia lui V. V. Solodovnikov.

Metodele tehnice folosite în U.R.S.S. în aplicarea calculatoarelor la automatizarea industrială sînt sensibil diferite de cele utilizate de inginerii şi oamenii de ştiinţă din vest. Volumul de faţă prezintă un interes deosebit pentru toţi cei ce lucrează în acest domeniu nou şi care se dezvoltă rapid, ceea ce a determinat traducerea sa în limba engleză. Cele două volume ale lucrării conţin o serie de referate prezentate la o conferinţă despre comanda automată şi tehnica calculului ţinută în U.R.S.S. şi organizată de Societatea tehnico-ştiinţifică a industriei constructoare de instrumente.

Volumul I este dedicat problemelor de dezvoltare şi aplicare a posibilităţilor tehnicii calculului celei mai moderne în comanda automată a proceselor industriale.

În linii mari, în acest volum se discută probleme de analiză şi sinteză a sistemelor de comandă (reglare) automată prevăzute cu calculatoare şi a principiilor de construcţie a celor mai noi elemente necesare pentru astfel de sisteme.

Se dau exemple concrete asupra utilizării tehnicii calculatoarelor pentru calculul şi proiectarea sistemelor de comandă automată şi pentru automatizarea proceselor de fabricaţie.

Se prezintă discuţii de detaliu asupra problemelor teoretice şi tehnice ale comenzii automate, asupra calculatoarelor specializate pentru automatizarea proceselor de fabricaţie şi asupra măsurilor propuse pentru dezvoltarea mai departe a cercetărilor în acest domeniu.

Primul referat: *Metodele statisticii matematice şi teoria reglării automate*, se ocupă cu definirea subiectului general al conferinţei, cu caracterizarea conţinutului ei ştiinţific şi cu anumite aspecte ale mijloacelor matematice de cercetare a problemelor comenzii automate a proceselor de fabricaţie. Se precizează propoziţiile teoriei informaţiei folosite la calculul şi proiectarea sistemelor automate şi se trec în revistă ideile fundamentale care formează baza metodelor de cercetare a acestor sisteme.

Referatul: *Principii de construcţie a calculatoarelor pentru comanda automată, bazată pe maşini digitale universale de mare viteză* se ocupă cu principiile şi metodele posibile pentru construcţia şi dezvoltarea maşinilor de comandă, astăzi încă în plină fază de evoluţie.

Referatul: *Aplicarea transformării în z la analiza sistemelor de comandă cu calculatori* arată metodele bazate pe această transformare utilizate la analiza stabilităţii, a calităţii şi a preciziei dinamice, precum şi la sinteza unor astfel de sisteme.

Examinarea principiilor constructive şi a unor chestiuni privind teoria sistemelor de comandă extremale considerate ca o clasă de sisteme autoacordabile este făcută în referatul: *Sisteme de comandă extremală şi anumite mijloace de îmbunătăţire a calităţii şi stabilităţii lor.*

În elaborarea maşinilor de comandă matematice este extrem de important să se asigure ca ele să fie rapide, sigure şi economice, ceea ce se poate realiza numai ca rezultat al dezvoltării şi utilizării elementelor magnetice şi semiconductoare şi a altor elemente moderne în construcţia acestor maşini. Cu această categorie de probleme se ocupă referatele:

— *Caracteristici comparate ale calculatoarelor automate digitale.*

— *Dispozitive magnetice fără contacte pentru sistemele de comandă.*

— *Elemente magnetice de mare viteză cu caracteristici releu.*

— *Utilizarea dispozitivelor semiconductoare în tehnica calculului.*

— *Circuitele logice ale calculatoarelor cu elemente semiconductoare.*

Posibilităţile de utilizare a unei maşini de calcul digitale sînt mult limitate de absenţa unor dispozitive perfecţionate de introducere şi extragere a datelor de calcul; prin aceste dispozitive se stabileşte o comunicaţie potrivită între structura logică a maşinii şi caracteristicile problemei ce se cere rezolvată. Despre astfel de echipament se tratează în referatele:

— *Introducerea şi extragerea informaţiei în calculatoarele de mare viteză.*

— *Sisteme de conversiune a mărimilor continue în coduri şi a codurilor în mărimi continue.*

O serie de referate se ocupă cu aplicarea maşinilor de calcul la automatizarea proceselor industriale:

— *Dezvoltarea sistemelor pentru comanda maşinilor unelte.*

— *Codificarea comenzilor într-un sistem de programare digitală pentru comanda maşinilor unelte.*

— *Utilizarea calculatoarelor pentru comanda obiectelor primare în industria metalurgică.*

— *Utilizarea sistemelor cu calculatoare pentru automatizarea furnalelor.*

— *Utilizarea calculatoarelor pentru automatizarea procesului de topire a oţelului în cuptoarele cu arc.*

— *Comanda automată a dimensiunilor laminatelor.*

— *Un sistem cu calculator pentru determinarea condiţiilor aşchierii optime.*

La această conferinţă, s-a acordat o deosebită atenţie aplicării tehnicii calculatoarelor în cercetarea ştiinţifică şi ca mijloc auxiliar pentru calculul şi proiectarea sistemelor de reglare automată. Rezultatele cercetărilor în acest domeniu sînt de asemenea de mare importanţă pentru trasarea liniei de urmat în ce priveşte construcţia maşinilor de calcul pentru automatizări.

În această categorie se încadrează referatele:

— *Calculatoare speciale cu acţiune continuă pentru tratarea statistică a proceselor aleatorii.*

— *Principiile constructive ale calculatoarelor cu acţiune continuă pentru rezolvarea ecuaţiilor integrale.*

— *Analiza şi sinteza sistemelor liniare de comandă automată prin simulatori.*

— *Utilizarea calculatoarelor de mare viteză pentru analiza şi calculul sistemelor de reglare automată.*

— *Calculul unei mărimi aleatorii la un calculator de mare viteză.*

Acest larg orizont al problemelor tratate la conferinţă dovedeşte atenţia deosebită pe care publicul tehnico-ştiinţific din U.R.S.S. o acordă problemei folosirii resurselor tehnicii calculului la automatizarea proceselor industriale.

C. V.

A. K. GANULICI: **Dispozitive de modelare electronică.** Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad, 1961, Biblioteca de automatică nr. 33, 77 pag., 57 figuri, 6. ref. bibl.

Lucrarea are drept scop să prezinte cititorilor principiile de lucru şi schemele utilizate în dispozitivele electronice de modelare de dimensiuni mai mici.

În total lucrarea este formată din cinci capitole, o introducere şi o încheiere.

În primul capitol se arată care sînt principiile care stau la baza dispozitivelor de modelare şi necesitatea utilizării lor.

Pentru a ilustra necesitatea utilizării unor dispozitive experimentale în rezolvarea problemelor matematice concrete ce apar în practică, se pleacă de la schema bloc a unui sistem automat utilizat la o freză de copiat.

Capitolul II se ocupă de dispozitivele liniare ce intervin într-un astfel de calculator electronic. Se prezintă dispozitive de însumare, fără amplificator, cu amplificator şi cu amplificator cu reacţie, arătîndu-se avantajele acestui din urmă sistem. Se trece apoi la studierea dispozitivelor de diferenţiere şi de integrare, arătîndu-se care este efectul rezistenţelor şi al capacităţii parazite şi evaluîndu-se şi eroarea.

Capitolul III se ocupă de amplificatoarele de curent continuu. Se dau în primul rînd cîteva scheme simple, trecîndu-se apoi la alte montaje, cum ar fi compensarea catodică şi alte scheme din ce în ce mai complexe, utilizate realmente în practică. În general, nu se dau însă valorile schemelor.

Al patrulea capitol este dedicat transformatoarelor funcţionale, adică dispozitivelor neliniare utilizate în calculatoarele analogice.

Se începe cu schemele cu diode, cu care se realizează caracteristici formate din segmente de dreaptă. Acest studiu este foarte amănunţit, făcîndu-se o tratare completă a problemei.

În continuare, se trece la scheme în care diodele sînt utilizate împreună cu amplificatoare, astfel încît se realizează caracteristici de tip releu, cu limitare sau cu spaţiu mort.

Ultimul capitol se ocupă de dispozitivele de multiplicare. Se studiază în special o schemă bloc clasică, care utilizează transformatoare funcţionale de ridicare la pătrat.

Lucrarea este scrisă foarte clar şi tratează problemele într-un mod accesibil chiar şi persoanelor care niciodată nu s-au ocupat de astfel de probleme.

Evident, lucrarea nu îşi propune să epuizeze problema calculatoarelor analogice, dar este o foarte bună introducere în acest subiect. Ea este deosebit de utilă cercurilor largi de ingineri, tehnicieni şi studenţi, care se interesează de calculatoarele electronice.

E. N.

M. DRĂGĂNESCU: **Electronii la lucru.** Editura ştiinţifică, Bucureşti, 1961.

Electronica este astăzi o disciplină care se impune a fi de cultură generală. O hotărîre recent adoptată în Uniunea Sovietică prevede, de altminteri, ca electronica industrială să fie un curs obligatoriu pentru oricine urmează o facultate tehnică în Uniunea Sovietică.

Cu toată evoluţia vertiginoasă a acestei discipline, care pătrunde atît de mult în viaţa de toate zilele, se poate spune totuşi că ea este puţin cunoscută cercurilor largi de nespecialişti. Problemele abordate în cursurile de specialitate se prezintă totuşi prea arid pentru cei care nu se ocupă prin profesia lor de electronică. În ceea ce priveşte lucrările de popularizare, ele sînt relativ rare şi adeseori se prezintă la un nivel nesatisfăcător.

Lucrarea de faţă se caracterizează, pe de o parte, printr-o prezentare riguroasă şi totuşi accesibilă a fenomenelor electronice, în acelaşi timp trecîndu-se în revistă toate aspectele esenţiale ale electronicii, aşa cum apare ea astăzi în ştiinţă şi în tehnică. Autorul s-a străduit ca prezentarea să fie cît mai atractivă cu putinţă.

Cele 14 capitole, prin înseşi titlurile lor, reflectă aceasta. Întîlnim astfel titluri ca: „Cînd electronii se mişcă prea încet", „Electronii la ei acasă" ş.a.; sau titluri de paragrafe: „Să numărăm", „Un casier original", „Tuburi electronice cu... baie".

După introducere, în care se face un istoric al electronicii, încadrată în dezvoltarea generală a electrotehnicii, se începe cu prezentarea electronului — eroul principal al cărţii. Electronul este prezentat în comparaţie cu alte particule elementare. Se trece apoi la prezentarea unor modele de atomi, lucru esenţial pentru înţelegerea întregii cărţi. După aceea se face o descriere a principalelor tipuri de tuburi electronice clasice, ca diodă, triodă, pentodă.

După cum este şi firesc, avînd elementele de bază, se trece la prezentarea tuburilor electronice în funcţionarea lor, arătîndu-se cum funcţionează un amplificator, un redresor, un generator.

Dar, tuburile de frecvenţă înaltă pun alte probleme, care formează obiectul unui capitol aparte.

O serie întreagă de aplicaţii sînt reprezentate în legătură cu călirea metalelor, radionavigaţia, radiolocaţia şi radioastronomia.

Lucrarea prezintă, însă, şi dispozitivele semiconductoare. Fenomenele sînt redate într-un mod atractiv, intuitiv şi în acelaşi timp corect din punct de vedere ştiinţific.

Un capitol special este rezervat fenomenelor ce au loc la întîlnirile dintre fotoni şi electroni.

Nici fenomenele legate de criotroni nu lipsesc. Se prezintă, de asemenea, şi dispozitivele noi, care utilizează molecule la temperaturi joase.

Lucrarea se încheie printr-un capitol în care se arată principiul de funcţionare a calculatoarelor electronice.

Ultimele pagini se intitulează foarte plastic: „Electronica şi progresul tehnic".

Întreaga lucrare prezintă o serie întreagă de date asupra celor mai noi realizări, în domeniul electronicii, din Uniunea Sovietică, de la noi din ţară şi din alte părţi. Lucrarea este frumos ilustrată, o serie întreagă de schiţe prezentînd foarte plastic fenomenele pe care le ilustrează. Toate aceste calităţi fac ca lucrarea de faţă să fie deosebit de utilă tuturor persoanelor care doresc să se informeze despre problemele atît de actuale ale electronicii.

E. N.

M. S. ESTERKIN: **Repararea aparaturii de măsurări radio.** Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad, 1961, 112 pag., 59 figuri, 13 ref. bibl.

Lucrarea de faţă este deosebit de utilă tuturor celor care se ocupă de măsurări radioelectronice, deoarece — într-un mod sistematic — se prezintă o serie întreagă de aparate de de măsurări electronice, dîndu-se indicaţii în privinţa defectelor ce pot apărea la ele, ca şi a depanării lor.

Important de subliniat este faptul că se dau schemele de principiu ale aparatelor, ca şi desene prezentînd dispunerea pieselor pe şasiu, ceea ce uşurează foarte mult depanarea.

Lucrarea cuprinde două capitole: „Organizarea şi îndeplinirea muncii de reparare" şi „Deranjamentele dispozitivelor de măsurări radio".

Primul capitol este format din patru paragrafe, în care se arată cum trebuie să fie organizat locul de muncă, care sînt instrumentele pentru control şi reparaţie, cum se repară aparatele de măsurat.

Capitolul al doilea începe cu unele consideraţii generale asupra deranjamentelor ce se pot ivi la aparatele electronice. După aceea se trece pe categorii la diverse tipuri de aparate. În total se disting şase grupe de astfel de aparate.

Prima grupă cuprinde voltmetrele electronice şi catometrele.

Astfel, se descriu voltmetre electronice, voltmetre electronice universale, megohmetre electronice, milivoltmetre şi milivoltmetre de impulsuri. Se arată, de asemenea, cum trebuie depanat un catometru.

Această parte se termină prin descrierea modului de control al funcţionării voltmetrului după reparaţie.

A doua parte se referă la osciloscopele catodice. Se descriu aici atît o serie de osciloscope obişnuite, cît şi osciloscope de joasă frecvenţă şi sincroscoape. Această parte se încheie prin descrierea modului în care se controlează buna funcţionare a osciloscopului reparat.

Cea de-a patra parte se referă la generatoarele de impulsuri dreptunghiulare. După descrierea unor astfel de generatoare, se arată modul de reglare şi de probare a generatoarelor reparate.

Partea a cincea se referă la generatoarele de frecvenţă acustică şi ultraacustică.

Partea a şasea se referă la redresoarele de laborator. Se descriu aici atît alimentatoare universale, cît şi redresoare stabilizate şi redresoare stabilizate de înaltă tensiune.

Lucrarea este însoţită de cîteva anexe.

În primul rînd se arată care este noua clasificare, ca şi nomenclatura aparatelor electronice de măsurat. În al doilea rînd, se dau valorile nominale ale rezistenţelor standardizate, ca şi ale capacităţilor standardizate.

Lucrarea este de un real folos tuturor celor care se ocupă de problemele măsurărilor electronice.

Trebuie subliniat faptul că, în afara utilizării acestui îndrumar pentru depanarea aparatelor descrise, el este foarte util şi la depanarea altor aparate, deoarece cuprinde numeroase indicaţii generale.

Din această cauză lucrarea de faţă poate fi utilizată cu succes atît de inginerii, cît şi de personalul tehnic ce se ocupă de repararea şi reglarea aparaturii de măsurări electronice.

E. N.

V. B. SMOLOV: **Dispozitive de calcul cu rezistenţe controlate digital.** Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad, 1961, 135 pag., 66 figuri, 20 ref. bibl. Biblioteca de automatică nr. 31.

În ultimul timp calculatoarele electronice cunosc o dezvoltare din ce în ce mai mare. În principal, se dezvoltă două direcţii mai importante de construire a acestor calculatoare, distingîndu-se : calculatoare digitale şi calculatoare analogice. În ultimii ani se încearcă crearea unui al treilea tip, hibrid, la care intervin atît principii digitale, cît şi analogice. Scopul prezentei lucrări este tocmai de a prezenta cititorilor un astfel de calculator hibrid.

Lucrarea este formată din patru capitole, o introducere şi o încheiere.

Primul capitol prezintă elementele de bază ale calculatoarelor de tip analogic. Studiul este destul de simplificat, totuşi corect, dîndu-se o bună vedere de ansamblu asupra problemelor abordate.

Ceea ce este însă caracteristic pentru lucrare este faptul că se tratează o serie de scheme care nu se întîlnesc în mod curent în literatură. Aceste scheme permit efectuarea diferitelor transformări funcţionale.

Tot în acest capitol se prezintă scheme de amplificatoare operaţionale, cu şi fără control al derivei. De asemenea, se studiază amplificatoare operaţionale cu etaje diferenţiale.

Şi pentru aceste tipuri de amplificatoare se studiază un număr mare de circuite operaţionale.

Se trece apoi la studierea unor dispozitive neliniare (transformatoare funcţionale).

Se trece, în fine, la amplificatoarele operaţionale, care lucrează în impulsuri.

Aceasta face trecerea la cel de-al doilea capitol, care este dedicat dispozitivelor potenţiometrice cu comandă digitală.

În esenţă este vorba de potenţiometre realizate dintr-un număr de rezistoare, a căror valoare variază după o lege numerică dată. Prin scurtcircuitarea sau montarea în serie a unor astfel de rezistoare, se obţin reţele care divizează tensiunea într-un mod special. Evident, comanda valorii numerice se face cu ajutorul unor relee.

În acest capitol se studiază diferite montaje ce se pot realiza din astfel de combinări.

Descifratoarele clasice pot fi considerate ca făcînd parte din această categorie de dispozitive.

În capitolul respectiv se face o trecere în revistă a diferitelor moduri în care cu astfel de dispozitive se pot aproxima funcţii date.

Cel de-al treilea capitol este dedicat studiului unor circuite formate din amplificatoare digitale şi rezistenţe controlate digital. Se arată cum cu ajutorul unor astfel de dispozitive se pot realiza diverse transformări funcţionale.

Se studiază şi dispozitive în punte, ceea ce constituie un montaj neîntîlnit în literatura curentă de specialitate.

Ultimul capitol prezintă cîteva exemple de utilizare a transformatoarelor funcţionale hibride pentru rezolvarea unor probleme practice.

Prin noutatea problemei tratate, cartea va interesa desigur pe toţi acei care se preocupă de calculatoarele electronice şi în special pe cei care se interesează de utilizarea lor în automatizarea diferitelor procese.

E. N.

REFERATE

Optimizarea automată a distribuţiei spaţiale [După L. N. Finţer: Avtomatika i Telemehanika (1961) 1, 67; 7,857; 8,1002].

Pornind de la problema reproducerii cît mai exacte a contururilor geometrice, care se poate reduce la o problemă echivalentă de optimizare, în prezentul ciclu de articole se tratează teoria tacticii optimizatoarelor.

Se examinează critic tacticile existente (dintre care prezintă importanţă metoda gradientului — caracterizată prin viteză ridicată — şi metoda variaţiilor succesive — care nu necesită cunoaşterea amplitudinii variaţiei mărimii caracteristice, ci doar a semnului variaţiei) şi se arată că în general precizia explorării depinde de alegerea coordonatelor, indicînd ca exemplu o tactică de variaţie succesivă care, pentru o anumită poziţie a punctului iniţial, conduce la o abatere staţionară, respectiv la un fals extremum.

Se arată că, în vederea scurtării timpului de explorare, funcţia care reprezintă procesul optimizat trebuie adusă la o formă canonică, indicîndu-se schema bloc a convectorului de coordonate necesar. De asemenea se studiază efectul prezenţei în sistem a inerţiilor, zonelor de insensibilitate, jocurilor, frecărilor uscate şi a perturbaţiilor stohastice.

Se indică aplicarea acestor principii pe optimizatorul elaborat la Institutul de Automatică şi telemecanică (Feldbaum şi Stahovskii) care utilizează tacticile pantei celei mai rapide şi a gradientului.

N. C.

Reglarea unei coloane de fracţionare de etan cu ajutorul unui cromatograf industrial. [După D. J. Fraade: Regelungstechnik (1961) 7, 269].

În conformitate cu normele americane în vigoare, propanul comercial (produs din gaze naturale) se poate livra dacă concentraţia componenţilor mai grei decît propanul nu depăşeşte 1 %, iar concentraţia componenţilor mai uşori (mai ales etan) corespunde unei presiuni de vaporizare maxime de 210 psi (1 psi = 0,07 at). Întrucît preţul etanului este $\left(\frac{1}{30} - \frac{1}{40}\right)$ din preţul propanului, există interesul ca pro-

panul livrat să conţină cantitatea maximă de etan compatibilă cu presiunea de 210 psi.

Aceasta a dus la necesitatea de a regla coloana de separare a etanului astfel încît produsul de bază care este dirijat la coloana de separare a propanului să conţină o anumită concentraţie de etan.

Întrucît temperaturile de-a lungul coloanei de etan, deşi reprezintă într-o anumită măsură puritatea produsului, nu pot fi reglate eficient la perturbaţii importante ale debitului şi compoziţiei de intrare, este necesară analiza eficientă a produsului de bază. Aceasta s-a bazat pe un gazochromatograf pentru reglare CEC, împreună cu convertori şi aparatură de reglare electronică şi pneumatică.

Reglarea coloanei are loc în cascadă, gazochromatograful furnizînd mărimea de referinţă a unui regulator de temperatură (traductorul de temperatură amplasat la talerul 4 al coloanei) care la rîndul său comandă regulatorul de debit al aburului de încălzire a coloanei (concentraţia etanului în bază este foarte sensibilă la variaţia încălzirii).

Regulatorul de analiză (cuprinzînd şi gazochromatograful) are $X_p = 200\,\%$, $\sigma_1 = 10$ minute, regulatorul de temperatură are $X_p = 10\,\%$, cel de debit are $X_p = 50\,\%$.

Frecvenţa de analiză este 45 sau 15 minute.

Această reglare a permis menţinerea presiunii de vaporizare medii la 209,5 psi (fluctuaţii maxime 214—20 psi).

Nu se indică în articol efectul economic în valori.

N. C.

Despre autonomia statistică a proceselor dinamice la obiecte de reglare optimizate dotate cu sisteme de reglare [După P. I. Stahanovskii: Avtomatika i Telemehanika (1961) 9, 1179].

Se consideră cazul general al unui proces industrial format din n circuite interdependente, dotat cu automatizare convenţională şi supus la m perturbaţii cu caracter stohastic staţionar. Optimizarea unui asemenea proces automatizat necesită comanda automată a mărimilor de referinţă a regulatoarelor convenţionale conform unui criteriu de optimizare cu un extremum, dificultatea constînd în măsurarea precisă a răspunsului procesului, în condiţii de interdependenţă şi zgomot.

Se studiază legătura dintre abateri şi perturbaţii şi se arată că se pot găsi condiţii pentru care circuitele de reglare devin statistic autonome, astfel că problema optimizării pe mai multe variabile se reduce la mai multe procese de optimizare pe cîte o singură variabilă. Aceste condiţii presupun un timp de intercorelaţie optim, care de asemenea se poate ajusta în mod automat. (Schema bloc cuprinde elemente cu timp mort ajustabil prin comenzi din exterior.)

N. C.

Un filtru predictor şi simulator neliniar universal, care se autooptimizează printr-un proces de instruire. [După D. Gabor, W. P. L. Willy, R. Woodcock: PIRE **108** (1961) Part B nr. 40].

Se descrie o maşină constituită dintr-un filtru neliniar universal, care se compune dintr-un calculator analog cu mare capacitate de adaptare şi un dispozitiv de instruire. Maşina analogă are 18 mărimi de intrare din care poate calcula în aproximativ 2,5 ms 94 termeni ai unui polinom, fiecare termen conţinînd produse şi puteri ale mărimilor de intrare, cu coeficienţi ajustabili, iar apoi face suma termenilor calculaţi.

Mărimile de intrare pot fi de exemplu 18 valori testate anterioare ale unei variabile stohastice care este introdusă în maşină, iar rezultatul calculului este o funcţie de ieşire care conţine 94 variabile libere.

Dispozitivul de instruire optimizează ieşirea printr-o succesiune de ajustări ale coeficienţilor, pînă ce ea s-a apropiat de o funcţie ţintă, cît mai aproape posibil, cu ajutorul unui polinom cu 94 termeni, după criteriul erorii medii pătratice. Aceasta se obţine introducînd în maşină în mod repetat o înregistrare a procesului stohastic, suficient de lungă pentru a fi reprezentativă, şi ajustînd coeficienţii variabili, cîte unul o dată după fiecare ciclu, printr-un anume procedeu care asigură ca eroarea să scadă monoton de la ciclu la ciclu.

Pentru ca maşina să devină un filtru optim, ea este instruită pe o înregistrare a unui proces cu mult zgomot de fond, împreună cu o înregistrare etalon care conţine numai semnalul. Ea este instruită să devină un „predictor", luînd drept funcţie ţintă o valoare a procesului stohastic avansată, cu un anumit interval de timp dincolo de ultima valoare care vine la intrare.

Ea este instruită să devină un simulator, de pildă al unui mecanism de structură necunoscută, alimentînd-o la un capăt cu mărimea de intrare a mecanismului ce trebuie simulat şi aducînd la celălalt capăt mărimea de ieşire a mecanismului drept funcţie ţintă. Atunci maşina se ajustează singură astfel ca să devină un model al mecanismului ce se simulează, iar funcţia de transfer neliniară a sa se poate citi din valorile ce apar pe maşină ale coeficienţilor cu aproximaţia permisă de un polinom cu 94 termeni. Maşina nu se limitează la sisteme cu o singură intrare.

Maşina cuprinde 80 multiplicatoare de tip analog de un tip nou piezomagnetic, care în forma sa prezentă poate efectua peste 1 000 multiplicări pe secundă cu o eroare mai mică de 0,5 %.

Articolul descrie cîteva exemple de aplicaţii folosite la încercarea maşinii.

C. V.

Un sistem de comandă neliniar autooptimizabil [(După J. L. Douce, R. E. King: PIRE **108** (1961) Part B nr. 40, 441—448)].

Se descrie o tehnică generală de autooptimizare, care foloseşte ajustarea unui parametru al sistemului automat pentru a obţine cel mai bun răspuns determinat de un criteriu oarecare de optimizare încorporat în sistem.

Această metodă a fost aplicată la un servomecanism de poziţie, în care factorul de amortizare este ajustat în mod automat pentru a da eroarea medie pătratică minimă. Răspunsul sistemului automat se consideră pentru diferite mărimi de intrare: funcţie treaptă repetată, funcţie sinusoidală şi funcţie aleatoare.

Introducerea proprietăţii de auto-ajustare nu cere decît cunoaşterea parţială a dinamicii procesului comandat sau a caracteristicilor semnalului aplicat.

Se arată că introducerea unui element autooptimizabil realizează o ameliorare substanţială în performanţa sistemului.

Rezultatele experimentale obţinute cu un calculator analog arată un bun acord cu previziunile teoretice.

C. V.

Sisteme automate cu aplicarea periodică a valorii instantanee a mărimii reglate [După W. Pinke. Regelungstechnik **9** (1961) 5, 188—194, 13 fig., 4 ref.].

În industria chimică au început să fie folosite în ultimul timp numeroase tipuri noi de analizoare, care pot furniza regulatorului automat numai în mod periodic datele privind valoarea instantanee a mărimii reglate (de ex. cromatografe de gaze, spectrografe de mase, aparate de titrare complet automate etc.). În timp ce pentru analizoarele continue există reguli empirice pentru ajustarea regulatorului, pînă în prezent nu dispuneam de astfel de reguli pentru analizoarele discontinue.

Pe baza cercetării pe modele de instalaţii automatizate simple cu traductoare periodice de valoare instantanee a mărimii reglate, autorul a ajuns la concluzia că în sistemele automate cu sesizoare cu funcţionare periodică, legate cu elemente de memorie, *sesizorul poate fi descris — cu o aproximare corectă — printr-un timp mort egal cu jumătate din valoarea perioadei de explorare.* Această aproximare este oarecum necorectă numai cînd sistemul automat are un timp de răspuns relativ mic.

Cu ajutorul acestei formule, sistemele automate care conţin pe lîngă elemente cu funcţionare continuă şi un sesizor cu funcţionare periodică pot fi tratate ca şi cum ar fi sisteme cu funcţionare complet continuă.

Exactitatea formulei a fost verificată prin încercări pe sisteme automate cu dispozitive de automatizare PI cu bandă largă P, la care s-a obţinut, prin aplicarea formulei pentru ajustarea regulatorului, o calitate satisfăcătoare a reglării, adică o suprafaţă suficient de mică a curbei erorii. Aceasta devine deosebit de mică dacă se folosesc dispozitive de automatizare cu funcţionare periodică.

S. E.

Sistem de siguranţă fără contacte cu verificarea automată a prelucrării semnalelor [După K. F. Bamberger, N. Hemmer, H. Kaltenecker: Regelungstechnik *9* (1961) 5, 203–208, 9 fig., 7 ref.].

Instalaţiile industriale, în care pot apărea condiţii de funcţionare deosebit de primejdioase, necesită sisteme de siguranţă care să acţioneze semnalizarea primejdiei, iar la nevoie să emită chiar semnale pentru deconectarea instalaţiei.

În acest scop a fost realizat un sistem de semnalizare cu transistoare, care pe lîngă dispozitivul obişnuit de prelucrare a semnalelor, conţine şi un dispozitiv de verificare automată a semnalelor, care funcţionează continuu. Se semnalizează orice aparat defect, de la sesizor pînă la dispozitivul de deconectare, fără însă ca funcţionarea normală a sistemului de semnalizare să fie perturbată prin defectarea vreunui element oarecare al sistemului.

În afară de utilizarea tehnicii transistoarelor, acest sistem de siguranţă are la bază faptul că oricărei mărimi măsurate i se atribuie un canal de măsurat alcătuit din trei linii. O comandă de deconectare poate fi emisă numai dacă cel puţin două din cele trei linii cer acest lucru. Ca urmare, aparatul defect dintr-o linie poate fi înlocuit în decursul exploatării, fiind totuşi asigurată semnalizarea şi deconectarea în caz de pericol.

S. E.

CRONICĂ

Vizita în ţară a inginerului George Constantinescu

În ziua de 8 septembrie 1961, la invitaţia Academiei R.P.R., a sosit în ţară marele inginer — inventator şi remarcabil om de ştiinţă — George Constantinescu. Oaspetele a fost primit de către Biroul Prezidiului Academiei R.P.R. şi invitat să facă o călătorie de informare în ţară pentru cunoaşterea profundelor transformări şi progrese realizate în anii de după război în ţara noastră. Itinerariul a cuprins vizitarea Regiunii Constanţa cu staţiunile balneare-maritime, Cetatea Histria şi Craiova — oraşul natal al inginerului George Constantinescu. Au fost vizitate diferite întreprinderi industriale din Timişoara, Combinatul Metalurgic-Reşiţa şi oraşul oţelului — Hunedoara. Au fost vizitate, de asemenea, Uzinele „Tractorul" din Braşov, barajul de la Bicaz şi Uzina hidroelectrică „V. I. Lenin", „Laminorul" de la Roman, Fabrica de rulmenţi de la Bîrlad etc. Inginerul George Constantinescu a revăzut aici două poduri de beton armat, proiectate şi construite de dînsul în anii 1906–1908. La Sinaia, a fost vizitată întreprinderea „I. C. Frimu", unde se construiesc injectoare după brevetul marelui inventator. În declaraţiile făcute după această călătorie, inginerul George Constantinescu şi-a exprimat profunda admiraţie pentru progresele mari realizate în economia ţării noastre.

În ziua de 3 octombrie 1961, inginerul George Constantinescu a fost declarat, în şedinţa festivă a Consiliului ştiinţific, „Doctor honoris causa" al Institutului politehnic-Bucureşti, pe care l-a absolvit ca şef de promoţie, cu cea mai mare medie, în anul 1904. În cuvîntul său, tovarăşul profesor L. Stoicescu a trecut în revistă meritele tehnice şi ştiinţifice deosebite ale sărbătoritului, între altele introducerea primelor construcţii de beton armat în ţara noastră, descoperirea şi dezvoltarea „sonicităţii" — ramură a hidraulicii — care are analogii adînci cu teoria curenţilor alternativi şi ale cărei aplicaţii importante au fost automatizarea sonică a tragerii mitralierei prin palele elicei avioanelor, convertorul de viteză sonică, transmisia sonică la ciocanele din mine şi pe locomotive cu motor Diesel.

Invenţiile inginerului George Constantinescu se caracterizează prin îmbinarea teoriei fizice cu construcţiile inginereşti, prin propuneri noi, temerare, pentru care autorul elabora o bază teoertică şi construia modele experimentale şi apoi prototipuri pe care le încerca perseverent. De aceea, inginerul George Constantinescu este considerat azi ca fiind — simultan — unul dintre cei mai de seamă ingineri, oameni de ştiinţă şi inventatori. Tovarăşul profesor C. Dinculescu, Rectorul Institutului Politehnic-Bucureşti, a înmînat apoi sărbătoritului diploma de „Doctor honoris causa".

Cu prilejul sărbătoririi — în ziua de 4 octombrie 1961 — a celei de-a 80-a aniversări a inginerului George Constantinescu, a avut loc o şedinţă festivă în aula Academiei R.P.R. După cuvintele calde de bun venit rostite de Academicianul profesor I. S. Gheorghiu, vicepreşedintele Academiei R.P.R., tovarăşul profesor Remus Răduleţ — membru corespondent al Academiei — a ilustrat viaţa sărbătoritului, viaţă bogată în evenimente de seamă, succese, decepţii şi lupte; căutînd să rezume meritele sale ştiinţifice, vorbitorul a subliniat lupta omului de ştiinţă împotriva prejudecăţilor ştiinţifice (ca, de exemplu, incompresibilitatea apei), apoi descoperirea — prin metoda analogiei — a unor noi relaţii şi domenii în ştiinţe şi, în sfîrşit, urmărirea noilor fenomene prin dezvoltarea unor teorii care să scoată în evidenţă particularităţile ce coincid şi cele ce nu coincid în domeniile analoge. Astfel, George Constantinescu a reuşit să descopere cavitaţia sonică şi efectul sonico-termic, adică transformarea energiei sonice în energie termică.

În cele două cuvîntări de răspuns şi de mulţumire, ţinute la Institutul politehnic-Bucureşti şi la Academia R.P.R., inginerul George Constantinescu a arătat unele puncte de plecare care au dus la descoperiri importante. Transmiterea energiei sonice în fluierele unei orgi a inspirat transmisia „sonică" prin conducte umplute cu lichid (apă), în care coloana de apă este pusă la un capăt în oscilaţii, la celălalt capăt colectîndu-se energia oscilatorie şi transformîndu-se în energie mecanică (cuplu) sau termică. Analogia teoriei transmisiei sonice cu cea a transmisiei pe linii parcurse de curenţi alternativi a generat rezolvarea unor probleme sonice diferite, făcînd apel la soluţiile corespunzătoare din teoria circuitelor electrice. Astfel, au fost descoperite — pe rînd — rezistenţa, reactanţa şi capacitanţa sonică, iar combinaţiile acestor elemente au permis, de exemplu, eliminarea reflexiei undelor sonice, care deseori zădărnicea funcţionarea corectă a aparatelor şi circuitelor sonice.

Inginerul George Constantinescu, exprimîndu-şi mulţumirile pentru invitaţia de a vizita ţara şi pentru înalta distincţie ce i s-a conferit, a urat compatrioţilor săi noi succese pentru realizarea visului — mult aşteptat — al generaţiei sale: punerea în valoare a bogăţiilor imense — materiale şi spirituale — ale ţării, pentru bunăstarea şi fericirea poporului romîn.

Cîteva zile după această şedinţă, inginerul George Constantinescu şi soţia sa au părăsit ţara pentru a se reîntoarce în Anglia, unde s-a stabilit de peste patru decenii şi unde îşi continuă activitatea de cercetare, pe care i-o dorim cît mai fructuoasă.

Al III-lea Tîrg internaţional de mostre de la Brno

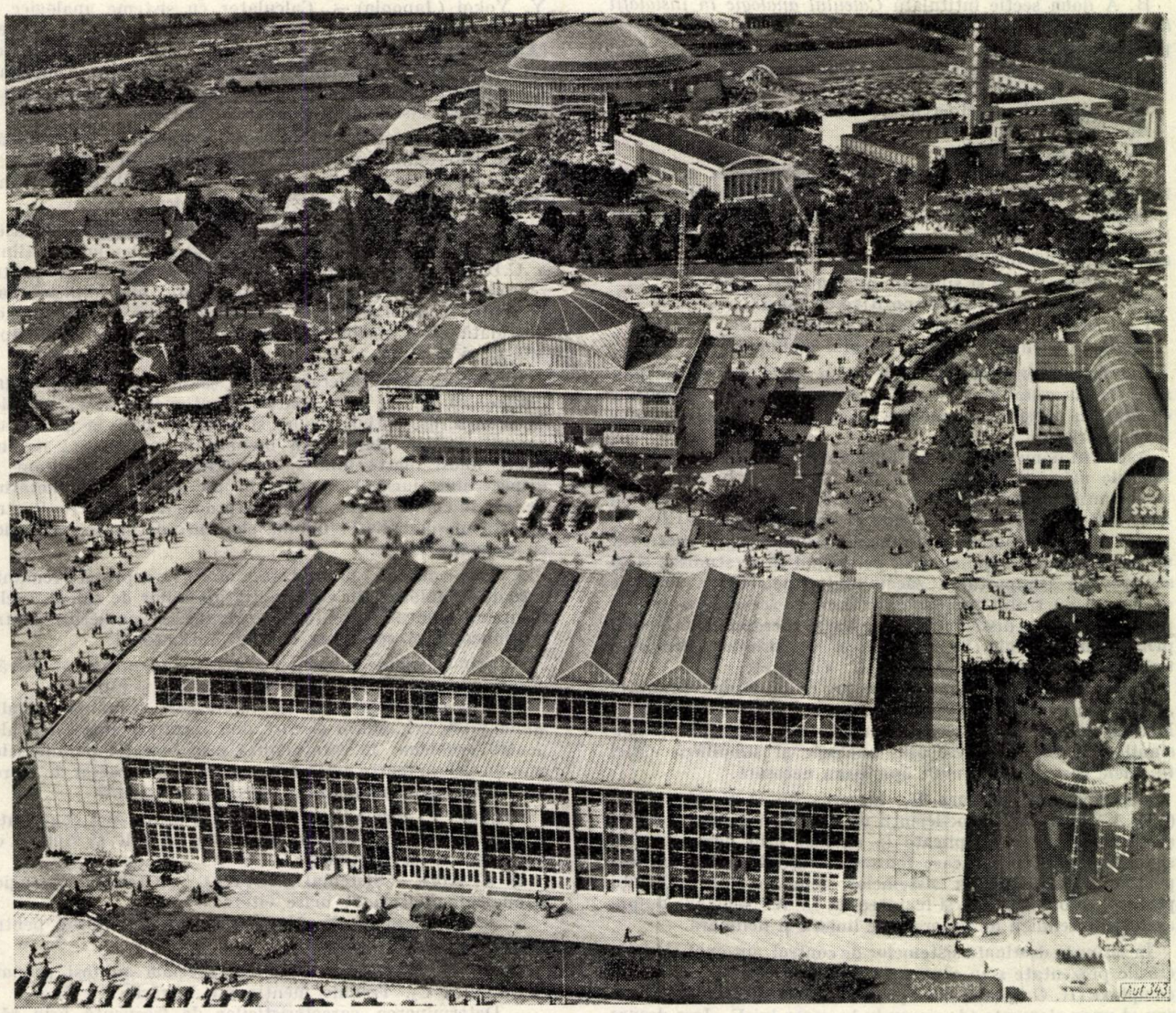
Între 10 şi 24 septembrie 1961 a avut loc cel de-al III-lea Tîrg internaţional de mostre de la Brno, care a fost dedicat în primul rînd maşinilor unelte de toate categoriile. Nomenclatorul exponatelor a cuprins în totalitatea lui industria constructoare de maşini, industria energetică, tehnica transporturilor, electrotehnica cu curenţi slabi şi tari, precum şi alte ramuri industriale legate nemijlocit de producţia industriei constructoare de maşini şi de industria metalurgică.

În acest an, nomenclatorul Tîrgului de la Brno a fost extins la 41 de poziţii, care în mod efectiv au constituit o largă trecere în revistă a producţiei mondiale a construcţiilor de maşini şi a înaltului ei nivel tehnic.

R. P. Română a fost prezentă în acest an la Tîrgul internaţional de mostre de la Brno îndeosebi cu produse ale industriei constructoare de utilaj petrolifer pe o suprafaţă de 2 500 m². Printre altele, au fost expuse instalaţiile de foraj 4LD ş.a. care au fost deservite de 40 muncitori, ingineri şi tehnicieni. De asemenea au fost expuse produse ca: capete hidraulice, sape cu role, mese rotary, unităţi de pompaj, convertizoare hidraulice etc. De asemenea R.P. Română a expus şi alte utilaje ca: excavatoare, rulouri compresoare, buldozere, remorci basculante etc.

La fel ca şi în anii trecuţi, în cadrul Tîrgului de la Brno au fost organizate patru colocvii ştiinţifice internaţionale precum şi un mare număr de aşa-numite zile profesionale.

Gh. V.



Vedere generală de la al III-lea tîrg internaţional de mostre de la Brno

A III-a conferinţă internaţională de calcul analogic

Între 4—8 septembrie 1961 „Asociaţia internaţională pentru calculul analogic" (AICA) a organizat împreună cu „Comitetul Iugoslav pentru electronică, telecomunicaţii, automatică şi nucleonică" cea de a III-a Conferinţă internaţională de calcul analogic în Iugoslavia. Conferinţa urma să aibă loc la Belgrad, dar din cauza Conferinţei ţărilor neangajate în pacte militare, care a avut loc în aceeaşi perioadă, a fost ţinută la Opatija.

La conferinţă au participat aproape 500 delegaţi din 26 ţări şi 4 organizaţii internaţionale („Asociaţia internaţională pentru calculul analogic", „Federaţia Internaţională de Automatică", „EURATOM" şi „Agenţia Internaţională pentru Energia Atomică").

Din ţara noastră a participat la Conferinţă o delegaţie a Institutului de fizică atomică.

Programul Conferinţei a cuprins peste 120 de comunicări ştiinţifice împărţite în trei secţii :

A. *Metode analogice în probleme de matematică şi fizică.* În această secţie au fost grupate în trei sesiuni (A_1, A_2, A_3) lucrările referitoare la rezolvarea problemelor matematice şi la studiul cu ajutorul maşinilor analogice al problemelor de distribuţie spaţială în diverse domenii.

B. A doua secţie intitulată *Calculul analogic în instalaţii tehnice* a ţinut lucrările în 5 sesiuni, tratînd următoarele probleme :

B_1 — statistica şi programarea matematică ;
B_2 — sisteme de control automat ;
B_3 — sistemele reactoarelor nucleare ;
B_4 — sisteme biologice ;
B_5 — sisteme energetice.

C. *Tehnica analogică şi hibridă şi componente* a cuprins în cele 5 sesiuni, afară de lucrări referitoare la elementele maşinilor analogice, lucrări tratînd problemele maşinilor hibride, adică cele conţinînd atît elementele continue (analogice) cît şi discontinue (maşini numerice) :

C_1 — Programare şi simulare analogică şi hibridă ;
C_2 — Maşini hibride şi dispozitive de calcul ;
C_3 — Metode speciale de calcul şi circuite ;
C_4, C_5 — Elemente pentru calculul analogic.

Lucrările prezentate au fost la un nivel destul de înalt şi unele au arătat rezultatele interesante care se pot obţine cu ajutorul maşinilor analogice de calcul în domenii practice foarte variate.

Astfel în domeniul folosirii maşinilor analogice pentru problemele mărimilor distribuite s-au prezentat lucrări foarte importante pentru practică ; lucrarea „Simulator al unui zăcămînt de petrol", de J. Thouzery de la Société d'Electronique et d'Automatisme" Franţa, (sesiunea A_3) a prezentat un calculator analogic simplu, permiţînd să se studieze şi să se prevadă comportarea zăcămintelor petrolifere. O serie de lucrări au tratat probleme similare de scurgere a gazelor prin conducte de distribuţie şi evaluarea pierderilor, rezolvate prin calcul analogic (L. G. Jones şi W. Skinner), probleme termice tranzitorii (P. Sulmont, J. Vidal) etc.

Interesantă a fost comunicarea lui F. de Brem (Franţa) : „Aplicarea teoriei reţelelor inverse la calculul analogic". Metoda dată permite folosirea simultană a curenţilor şi tensiunilor ca mărimi în calculul analogic şi simplifică astfel în unele cazuri foarte mult aparatura necesară.

Remarcăm, în sesiunea B_1, lucrarea lui H. F. Meissinger (S.U.A.) intitulată „Coeficienţii de influenţă ai parametrilor şi funcţiile pondere aplicate la analiza prin perturbaţie a sistemelor dinamice", care foloseşte maşinile analogice respective pentru analiza sistemelor neliniare sub influenţa perturbaţiilor statistice, şi lucrarea lui L. W. Neustadt despre aplicaţiile tehnicii de programare liniară şi neliniară.

În sesiunea destinată sistemelor de control automat (B_2) lucrările prezentate s-au ocupat de studiul sistemelor automate complexe (R. G. Keats) sau speciale (lucrarea lui M. R. Weed) sau al unor elemente (de exemplu lucrarea lui E. Joss despre mişcările giroscopice cu ajutorul calculului analogic).

În sesiunea destinată reactoarelor nucleare (B_3) unele referate au tratat în general simularea reactoarelor nucleare, ca de exemplu : G. G. P. Caligiuri, ş.a. „Cercetări asupra simulării tridimensionale a reactoarelor nucleare", R. Vichnevetski şi W. Claes „Metodele matematice de simulare a reactoarelor nucleare". Altele au tratat rezolvarea unor probleme concrete, ca de exemplu : C. Caillet — „Cîteva probleme referitoare la studiul principiului de funcţionare al unui reactimetru" ; N. Steinberg „Prezicerea şi calculul în timp real al otrăvirii unui reactor cu xenon".

Unele probleme referitoare la simularea sistemelor biologice au fost cuprinse în sesiunea B_4. Astfel de Land (S.U.A., lucrarea nr. 23) a încercat să prezinte o metodă pentru construcţia modelului matematic al sistemelor biologice cu exemplificare la aparatul respirator şi circulator folosind metoda de programare matematică. O lucrare asemănătoare prezentată de T. Hennig (Norvegia) a tratat simularea dinamicii scurgerilor în aparatul circulator evaluînd reţelele de reacţie şi funcţiile de transfer respective. Prof. I. Fennyö (Budapesta) a prezentat un simulator simplu pentru diagnosticul medical al unor boli de plămîni.

În sesiunea B_5 au fost prezentate cîteva lucrări privind aplicaţiile calculului analogic la sistemele energetice. Lucrările au tratat probleme generale sau au prezentat instalaţii concrete realizate. Spre ilustrare dăm cîteva titluri : T. Arai, Y. Yokoi (Japonia) — „Calculator cu sisteme analogice şi digitale pentru dispecer economic al sarcinilor", S. Kaneff (Australia) — „Cîteva experienţe cu analizorul dinamic cu reţele de curent alternativ al Universităţii din Adelaida", K. Schibatani, T. Matsumoto (Japonia) — „Calculator pentru stabilitatea sistemelor energetice electrice".

Delegaţia sovietică la conferinţă a prezentat 2 comunicări foarte interesante atît prin rezultatele date cît mai ales pentru că aceste lucrări se situează în direcţiile cele mai înaintate de dezvoltare a maşinilor de calcul analogic.

Este vorba de lucrarea lui A. A. Voronov şi M. B. Ignatiev de la Institutul de Electromecanică al Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S. despre folosirea analizoarelor diferenţiale pentru reproducerea traiectoriilor în suprafeţe multidimensionale şi pentru control automat şi lucrarea prof. V. B. Uşakov intitulată „Noi posibilităţi ale maşinilor analogice de tipul MN-11 şi MN-14".

În această ultimă lucrare prof. Uşakov a prezentat maşina electronică MN-11 care poate da automat soluţia sistemelor de ecuaţii diferenţiale liniare şi neliniare pînă la gr. IX cu condiţii iniţiale date, prin metoda de minimum ; maşina poate folosi foarte bine în industrie, drept consultant al dispecerului, lucrînd în regimul de prevedere a hotărîrii de luat în comanda procesului de producţie respectiv. Pentru aceasta maşina MN-11 îmbină elemente de maşini analogice cu elemente logice.

A doua maşină prezentată, MN-14, exprimă tendinţa actuală de folosire, în construcţia maşinilor de calcul, a elementelor semiconductoare şi a circuitelor numerice pentru introducerea şi scoaterea datelor din maşină.

În prima sesiune a Secţiei a III-a s-au prezentat lucrări despre programarea şi simularea analogică şi hibridă.

S-au prezentat metode de lucru care combină calculul analogic cu cel digital şi care dau rezultate bune mai ales pentru probleme în care analiza prin variaţia parametrilor cere un volum foarte mare de lucru, sau este necesar de reprodus fenomenele neliniare cu precizie superioară.

Sesiunea C_2 care a avut loc chiar în prima zi a conferinţei a prezentat cîteva realizări de maşini hibride şi metode de proiectare a lor. Reţinem :

G. A. Korn — Sistemul „ASTRAC" ca tehnică analogică şi analogic-digitală de mare viteză.

S. Tsuji, N. Sugie, K. Noda — Calculator hibrid pentru control automat.

Cîteva lucrări cu tematică mai specială au fost grupate în sesiunea C_3. Trebuie menţionate lucrările :

— Determinarea caracteristicilor de frecvenţă prin răspunsul la impuls cu ajutorul unui analizor diferenţial repetitiv (N. Parezanovic — Iugoslavia) ;

— Simularea analogică a neliniarităţilor cu ajutorul circuitelor selectoare (M. Murgo ş.a.).

Sesiunile C_4 şi C_5 — Componente de calcul analogic. Aici s-au reflectat în primul rînd eforturile susţinute făcute pentru a ameliora siguranţa de funcţionare a maşinilor de calcul analogic prin folosirea transistoarelor şi a amplificatoarelor magnetice. Aceasta este necesar pentru ca aceste maşini să poată fi incluse în circuitul proceselor tehnologice, unde se cere o mare siguranţă de funcţionare.

Alt aspect este îmbunătăţirea metodelor de a realiza operaţii dificile în calculul analogic : înmulţirea, generatoare de funcţii de una sau două variabile, blocuri de întîrziere.

În fine se analizează o serie de parametri ai blocurilor elementare de calcul : precizia statică şi dinamică în efectuarea operaţiei, stabilitatea etc.

Pentru exemplificare dăm cîteva titluri :

— Un nou calculator analogic transistorizat, prezentat de reprezentanţii unei firme din Japonia.

— Un amplificator operaţional magnetic de precizie de tipul cu reacţie pe tensiune şi aplicaţiile lui (T. Miura, C. Hirano).

— Un generator de funcţii cu două variabile, cu interpolare intermediară (J. G. Ibeas şi V. Alexandre).

— Proiectarea caracteristicilor neliniare cu varistoare.

— Contribuţii în studiul stabilităţii şi preciziei în blocurile liniare de calcul analogic.

Cu ocazia Congresului a avut loc şi adunarea generală a membrilor AICA, în care s-a ales un nou comitet de conducere. Tot cu această ocazie s-au anunţat următoarele consfătuiri ştiinţifice internaţionale patronate de AICA :

— februarie 1962 la Bruxelles cu tema „Automatizarea în siderurgie" ;

— aprilie 1962 la Londra : „Aplicarea calculului analogic în aeronautică ;

— iunie 1962 la Paris intitulată : „Calculul analogic şi automatizarea", va trata între altele despre rolul maşinilor de calcul în automatizarea industriei, securitatea în funcţionarea calculatoarelor analogice pentru industrie etc.

— 1964 Londra — al IV-lea Congres internaţional de calcul analogic (AICA).

*

Lucrările Congresului au arătat deosebita importanţă a calculului analogic pentru aplicaţii practice în domenii foarte variate şi larga utilizare a maşinilor de calcul analogic în ultima vreme.

Pe lîngă aceasta ar fi de menţionat următoarele :

a) O extindere din ce în ce mai mare a luat utilizarea maşinilor de calcul analogice pentru automatizarea optimală a proceselor de producţie. Pentru aceasta se folosesc fie optimizatoare automate, fie maşini analogice care rezolvă automat problema, alegînd soluţia optimă ; astfel de maşini sînt foarte utile şi pentru scopuri ştiinţifice.

b) Două tendinţe se remarcă, după părerea noastră în construcţia maşinilor analogice :

— utilizarea din ce în ce mai mult a elementelor semiconductoare, magnetice, etc. care singure pot da maşini sigure pentru funcţionarea în industrie ;

— construirea de maşini hibride, adică acelea conţinînd şi elemente de maşini numerice, care îmbină mai bine caracteristicile maşinilor analogice şi numerice.

Credem că faţă de aceste tendinţe şi preocupările din R.P.R. în domeniul maşinilor de calcul analogice trebuie să aibă orientarea respectivă pentru a putea răspunde sarcinilor trasate de Directivele Congresului al III-lea al P.M.R. în acest domeniu.

N. Ş.

MUNCITORI
TEHNICIENI
INGINERI —

Editura tehnică publică cărţi tehnice în următoarele domenii ale tehnicii şi ştiinţelor aplicate : metalurgie, construcţii de maşini şi utilaje, energetică, electrotehnică, automatică, electronică industrială, radio, televiziune, telecomunicaţii cu fir, chimie, industrie chimică, geologie, mine, petrol şi gaze, construcţii, materiale de construcţii, instalaţii, industria lemnului, industrie uşoară, industrie alimentară, transporturi, matematică, fizică, dicţionare-lexicoane, arhitectură.

Cărţile apărute în Editura tehnică se pot procura:

• DIN LIBRĂRIILE DE LA ORAŞE ŞI SATE ;
• PRIN MAGAZINELE COOPERAŢIEI DE CONSUM ;
• PRIN DIFUZORII DE CĂRŢI DIN ÎNTREPRINDERI ŞI INSTITUŢII ;
• PRIN DIFUZORII DE CĂRŢI DIN COMUNE ŞI SATE.

PENTRU A CONTRIBUI LA ÎMBUNĂTĂŢIREA ACTIVITĂŢII EDITORIALE CU PRIVIRE LA LITERATURA TEHNICĂ, TRIMITEŢI OBSERVAŢIILE ŞI PROPUNERILE DVS. LA:

EDITURA TEHNICA

STR. ŞTIRBEI VODĂ NR 37
RAIONUL GH. GHEORGHIU-DEJ
BUCUREŞTI

TEMATICA GENERALĂ A REVISTEI „AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA"

I. Automatica

1. *Teoria reglării automate, sisteme liniare şi neliniare, continue sau discontinue (articole originale).*
2. *Aplicaţii la teoria reglării automate. Exemple de calcul al diverselor instalaţii automate (articole originale).*
3. *Instalaţii automate realizate în R.P.R. (construcţie, performanţă, verificări experimentale) în diverse ramuri din industrie (articole originale).*
4. *Aparate (electrice, electronice şi mecanice) utilizate în automatică (articole originale privind aparate construite în R.P.R. sau articole de informare privind aparate străine de importanţă şi utilizare consacrată).*
5. *Maşini de calcul electronice şi aplicaţiile lor în automatică (articole originale privind realizări indigene sau articole de sinteză şi de informare).*
6. *Automatizări în domeniul tehnicii nucleare (probleme teoretice sau practice).*
7. *Aparate de măsură utilizate în legătură cu instalaţiile automate. Articole de informare sau sinteză privind aparate sau metode noi străine, articole originale privind aparatura construită în ţara noastră.*
8. *Cibernetică tehnică, automatizări complexe, instalaţii combinate cu maşini electronice de calcul (articole de sinteză şi informare sau originale cînd va fi posibil).*
9. *Probleme economice legate de automatizarea industrială în R.P.R.*

II. Electronica

a) **Electronica industrială**

1. *Teoria circuitelor electronice cu aplicaţii industriale (articole originale privind cercetări teoretice noi asupra unor circuite cunoscute sau asupra unor circuite noi).*
2. *Metode noi în electronica industrială şi electrofizică (articole de sinteză sau originale).*
3. *Teoria şi aplicaţiile transistoarelor şi ale circuitelor cu transistoare (articole de sinteză sau originale).*
4. *Teoria încălzirii inductive şi dielectrice şi aplicaţiile ei (articole originale).*
5. *Aparate electronice de măsură şi control construite în R.P.R. cu aplicaţii în diverse procese industriale.*
6. *Metode de fabricaţie în R.P.R. (sau cercetări) a materialelor sau a pieselor utilizate în electronică.*
7. *Generatoare electronice industriale construite în R.P.R. (construcţie, performanţă, verificări experimentale) (articole originale).*
8. *Aparate electronice medicale construite în R.P.R. (construcţie, performanţe, verificări experimentale (articole originale).*
9. *Aplicaţii diverse ale electronicii în procesele industriale (articole originale privind realizări în R.P.R. sau articole de sinteză).*
10. *Probleme economice legate de dezvoltarea electronicii industriale în R.P.R.*

b) **Electronica nucleară**

1. *Instrumente electronice pentru măsurarea radiaţiilor nucleare.*
2. *Generatoare electronice de impulsuri, de mică sau mare putere, utilizate în tehnica nucleară.*
3. *Acceleratoare de particule şi aparatură electronică anexă.*
4. *Circuite şi aparatură electronică folosite la reactoarele nucleare.*
5. *Aparatura electronică folosită pentru producerea şi separarea izotopilor.*
6. *Aparatura electronică folosită la aplicaţiile izotopilor radioactivi în industrie.*

Index tematic

pe anul 1961

Acţionări electrice automatizate

— circuite cu transistoare pentru comanda statică a acţionărilor electrice 1/1961
— regulator PID pentru automatizarea acţionărilor electrice 2/1961
— scheme tip de acţionări electrice cu reglare automată prin blocuri transistorizate 3/1961

Aparate electronice

— voltmetru electrostatic electronic 2/1961
— măsurarea curenţilor continui foarte mici 6/1961

Aparate pneumatice

— de măsură şi reglare 3/1961

Automatizări industriale

— sarcinile întreprinderii „Automatica" 1/1961
— tendinţe de automatizare în prelucrarea ţiţeiului 2/1961
— progresul tehnic în R.P.R. în ultimii ani 3/1961
— automatizarea uzinelor de preparare a minereurilor neferoase 3/1961
— automatizarea cuptoarelor de topit sticla 5/1961
— automatizarea proceselor de preparare a mixturilor asfaltice 5/1961

Ciclotron

— stabilizarea cîmpului magnetic 5/1961

Convertor

— timp — amplitudine 3/1961

Dispozitive

— pentru punerea la zero a numărătorilor mecanici 5/1961
— pentru aprecierea termică a bujiilor 6/1961

Elemente de automatizare

— asimilarea elementelor de automatizare în R.P.R. 1/1961
— în mineritul de metale colorate 2/1961
— aparate pneumatice de măsură şi reglare 3/1961
— proiectarea registrelor de deplasare cu inele magnetice 4/1961

Generatoare

— autoblocate cu transistoare 4/1961
— de înaltă frecvenţă pentru încălzirea prin inducţie 4/1961

Încălzire prin inducţie

— generatoare de înaltă frecvenţă 4/1961

Izotopi radioactivi

— metode de măsurare a debitelor de gaze şi lichide cu ajutorul izotopilor radioactivi 4/1961
— nivelmetre pe bază de izotopi radioactivi 6/1961

Maşini de calcul

— Bull 4/1961
— optimalizare prin calculatoare analogice 6/1961

Metode experimentale

— de determinare a coeficienţilor ecuaţiilor diferenţiale ale unor elemente din sistemele automate 1/1961

Metode de măsurare

— a debitelor de gaze şi lichide 4/1961

Metode radioactive de prospecţie

— instalaţie portabilă de carotaj radioactiv 2/1961

Metode statistice

— de determinare a caracteristicilor de frecvenţă 6/1961

Necrolog

prof. dr. ing. T. Tănăsescu 4/1961

Obiecte industriale

— comportarea dinamică a obiectelor industriale cu parametri distribuiţi 5/1961
— comportarea dinamică a cuptoarelor tubulare de încălzire 6/1961

Optimalizare

— prin calculatoare analogice 6/1961

Proiectare

— tehnico-economică a transformatoarelor de mică putere 3/1961

Reglare automată

— a temperaturii matriţelor 4/1961

Regulatoare

— element sensibil pentru regulatoarele automate de frecvenţă 1/1961
— regulator electronic PI de tip IR-130 1/1961
— regulator PID pentru automatizarea acţionărilor electrice 2/1961
— reţele corectoare din regulatoarele electronice PID 4/1961
— criterii de apreciere a influenţei regulatorului asupra calităţii sistemului automat 6/1961

Relee

— caracteristici de timp 6/1961

Reţele corectoare

— din regulatoarele electronice PID 4/1961

Sisteme automate

— timpul mort în comportarea dinamică a sistemelor automate 2/1961
— autoadaptive 5/1961
— criterii de apreciere a influenţei regulatoarelor asupra calităţii sistemului automat 6/1961

Sisteme neliniare

— criterii de stabilitate 3/1961

Stabilitate

— criterii de stabilitate pentru unele tipuri de sisteme neliniare 3/1961

Teoria algebrică

— a circuitelor cu transistoare 3, 4, 5/1961

Timp mort

— în comportarea dinamică a sistemelor automate 2/1961

Traductoare

— element sensibil pentru regulatoarele automate de frecvenţă 1/1961
— metode de măsurare a debitelor de gaze şi lichide cu ajutorul izotopilor radioactivi 4/1961
— nivelmetre pe bază de izotopi radioactivi 6/1961

Transistoare

— circuite cu transistoare pentru comanda statică a acţionărilor electrice 1/1961
— scheme tip de acţionări electrice cu reglare automată prin blocuri transistorizate 3/1961
— teoria algebrică a circuitelor cu transistoare 3, 4, 5/1961
— generatoare autoblocate cu transistoare 4/1961

Index alfabetic de autori

pe anul 1961

A

ANASTASIU S. 21
ANDREI D. 49
ANTOHI C. 185

B

BĂTRÎNA I. 117
BOCANCIOS I. 117
BÖHM V. 271
BRANA C. 124

C

CĂLUŞIŢĂ M. 149
CEAUŞELU C. 35
COJOCARU V. 228
CONSTANTIN M. 57
COSTAKE N. 3
CRISTEA M. 266
CRISTU M. 228
CSERVENY I. 13

D

DAMSKER D. 21, 63, 124
DAVIDOVICI M. 180
DORCIOMAN D. 228
DUMITRESCU S. 87
DUMITRESCU S. 243

F.

FLEISCHER R. 21

H.

HOFFMANN V. 266

I

ILIE C. 211
INDREAŞ G. 225
IONESCU TR. 238
IONESCU V. 13

L

LANDAU I. 63, 124
LĂZĂROIU F. 110

M

MACOVEANU D. 73
MANGIUREA F. 253
MOISIL GR. 101, 146, 193

N

NEGREANU D. 164
NESTORESCU D. 259

P

PAPADACHE I. 200
PENESCU C. 13
PÎNZARU V. 219
POPESCU G. 49
POPOV M. 105

R

RĂILEANU I. 134

S

SAVU V. 228
SCHÄCHTER S. 3
SCHÖNBERGER V. 1
SCÎNTEIE N. 228
SEBASTIAN L. 219
SEGAL A. 176
SIMION GH. 57
SZEKELY I. 205

S

ŞARLEA I. 28
ŞLEICHER S. 110

T

TĂNĂSESCU Z. 145
TOADER S. 117

U

UZUN L. 259

V

VALENT L. 3
VAZACA CHR. 78
VĂSARU GH. 156
VÎLCOV N. 134
VLAD P. 49

W

WEINRICH G. 63, 124

СОДЕРЖАНИЕ

* * * Тематика журнала „Автоматика и электроника"

ДК 621—53 : 621—52

VAZACA CHR. :

Критерии оценки влияния регулятора на качество автоматической системы.

Automatica şi Electronica 5 (1961) № 6, стр. 233—238

Исходя из мест передачи или логарифмических характеристик регулятора и автоматизированной установки, устанавливаются графо-аналитические критерии для оценки стабильности и степени стабильности узла автоматической системы. Даются указания по способу предопределения значения постоянных регулятора для использования его на данной установке соответственно с желаемой степенью стабильности.

ДК 621—52 : 621.142

IONESCU TR. :

Оптимизация с помощью аналогической счетно-решающей машины.

Automatica şi Electronica 5 (1961) № 6, стр. 238—243

Анализируется использование электронных аналогических вычислителей для решения задач линейного программирования. На многих производственных процессах ставится вопрос оптимизации, т.е. оптимального ведения соответствующего процесса. С появлением электронных вычислителей, как оборудования для ведения и оптимизации процесса, перешли на важный этап, а именно на комплексную автоматизацию.

ДК 621—501.22 : 66.041.45 : 665.52.048

DUMITRESCU S. :

Экспериментальные исследования динамического поведения трубчатых нагревательных печей.

Automatica şi Electronica 5 (1961) № 6, стр. 243—248

Представлены частотные характеристики и переходный ответ, полученные опытным путем для печи ДАУ на одном из нефтеперегонных заводов в Молдавии. Анализируется динамическое поведение данной печи с целью разработки схемы автоматического регулирования.

ДК 681.128 : 621.039.84

SZABO A. :

Измеритель уровня на основе радиоактивных изотопов.

Automatica şi Elcetronica 5 (1961) № 6, стр. 249—253

Описываются принципы действия радиоактивных измерителей уровня разного типа, применяемых в промышленности и представлены монтажные схемы, основанные на ослаблении излучений при переходе через различные абсорбирующие среды.

ДК 621.318.5.012

MANGIUREA F. :

Характеристики времени кодовых реле, изготовленных на заводе им. Григоре Преотяса.

Automatica şi Electronica 5 (1961) № 6 стр, 253—258

Анализируются характеристики времени, время срабатывания и отпускания разных типов реле, а также и влияние некоторых конструктивных и электрических факторов на это время.

ДКЯ МОЛОДОГО ИНЖЕНЕРА

ДК 621—501.22

UZUN L., NESTORESCU D. :

Статистические методы определения экспериментальным путем частотных динамических характеристик.

Automatica şi Elcetronica 5 (1961) № 6, стр. 259—266

Вкратце представлены теоретические основы статистических методов определения опытным путем частотных динамических характеристик физичеслой системы и в частности автоматической системы. Описывается несколько аппаратов и цепей используемых для подобных определений.

ЛАБОРАТОРНЫЕ ЗАМЕТКИ

ДК 621.43.045

HOFFMAN V., CRISTEA M. :

О термической оценке запальных свеч.

Automatica şi Electronica 5 (1961) № 6, стр. 266—271

ДК 621.317.714.024

BÖHM V. :

Прибор для измерения очень слабых постоянных токов.

Automatica şi Electronica 5 (1961) № 6, стр. 271—272

РЕЦЕНЗИИ, 273—276
РЕФЕРАТЫ, 276—278
ХРОНИКА, 278

INHALTSVERZEICHNIS

*** Die Thematik der Zeitschrift „Automatica şi Electronica".

DK 621—53 : 621—52

VAZACA CHR :

Kriterien zur Bestimmung des Einflusses des Reglers auf die Qualität des automatischen Systems.

Automatica şi Electronica 5 (1961) H. 6 , S. 233—238

Von den Verlegungspunkten oder den logarithmischen Kenndaten des Reglers und der automatischen Anlage ausgehend, werden graphysch-analytische Kriterien für die Bestimmung der Stabilität und des Stabilitätsgrades für die Gesamtheit des automatischen Systems festgelegt.

Es werden Anleitungen über die Art und Weise gegeben in der die Konstantenwerte des Reglers vorausbestimmt werden können, für seine Anpassung an eine bestimmte Anlage im Verhältnis zu einem bestimmten Grad der gewünschten Stabilität.

DK 621—52 : 681.142

IONESCU TR. :

Die Optimalisierung durch Analog-Rechner.

Automatica şi Electronica 5 (1961) H. 6, S. 238—243

Es wird die Verwendung der elektronischen Analog-Rechner in der Lösung der linearen Programmierungsprobleme untersucht.

In vielen Produktionsprozessen stellt sich das Problem der Optimalisierung d.h. der optimalen Leitung des entsprechenden Arbeitsganges. Durch das Erscheinen der elecktronischen Rechner als Leitungs-und Optimalisierungsanlagen wurde eine bedeutende Etappe erreicht und zwar die komplexe Automatisierung.

DK 621—501.22 : 66.041.45 : 665.52.648

DUMITRESCU S. :

Experimentelle Untersuchungen des dynamischen Verhaltens der Röhrenöfen beim Erwärmen.

Automatica şi Electronica 5 (1961) H. 6, S. 243—248

Es werden die Frequenzkenndaten und die transitorische Antwort dargelegt, die Versuchsweise bei einem DAU-Ofen in einer Raffinerie in der Moldau ermittelt wurden. Anschliessend wird das dynamische Verhalten des entsprechenden Ofens untersucht, hinsichtlich der Ausarbeitung eines automatischen Regelschemas.

DK 681.128 : 621.039.84

SZABO A. :

Flüssigkeitstandmsesser mit radioaktiven Isotopen.

Automatica şi Electronica 5 (1961) H. 6, S. 249—253

Es werden die Arbeitsprinzipien verschiedener Typen von radioaktiven Flüssigkeitstandmesser beschrieben die in der Industrie Verwendung finden und die Montageschemas dargelegt, die auf der Dämpfung der Strahlungen durch verschiedene Absorptionsmedien fussen.

DK 621.318.5.012

MANGIUREA F. :

Die Zeitkenndaten der in den „Grigore Preoteasa-Werken" hergestellten Gesetz—Relais.

Automatica şi Electronica 5 (1961) H. 6, S. 253—258

Es werden die Zeitkenndaten und die Anzieh-und Loslasszeiten bei verschieden Relaistypen, sowie der Einfluss gewisser baulicher und elektrischer Faktoren auf diese Zeiten untersucht.

FÜR DEN JUNGINGENIEUR

DK 621—501.22

UZUN L., NESTORESCU D. :

Statistische Verfahren zur experimentellen Bestimmung der dynamischen Frequenzkenndaten.

Automatica şi Electronica 5 (1961) H. 6, S. 259—266

Der Aufsatz enthält eine kurze Darlegung der statistischen Verfahren zur experimentellen Bestimmung der dynamischen Frequenzkenndaten eines physikalischen Systems und insbesonderen eines automatischen Systems. Es werden mehrere gebräuchliche Apparate und Kreise, die zu solchen Bestimmungen verwendet werden, beschrieben.

LABORBERICHTE

DK 621.43.043

HOFFMANN V., CRISTEA M. :

Beiträge zur thermischen Bestimmung der Zündkerzen.

Automatica şi Electronica 5 (1961) H. 6, S. 266—271

DK 621.317.714.024

BÖHM V. :

Ein Apparat zum Messen äusserst schwacher Gleichströme.

Automatica şi Electronica 5 (1961) H. 6, S. 271—272

BUCHBESPRECHUNGEN, 273—276
REFERATE, 276—278
CHRONIK, 278

SOMMAIRE

* * * **Thémes de la revue „Automatica şi Electronica"**

CD 621—53 : 621—52

VAZACA CHR. :

Critères pour apprécier l'influence du régulateur sur la qualité du système automatique.

Automatica şi Electronica 5 (1961) nr. 6, p. 233—238

En partant des lieux de transfer ou bien des caractéristiques logarithmiques du régulateur et de l'installation automatisée, on établit des critères grapho-analytiques pour apprécier la stabilité et le degré de stabilité de l'ensemble du système automatique. On fournit des indications sur la manière dont on peut prédéterminer les valeurs des constantes du régulateur, afin de l'adapter à une instalation donnée, conformément au degré de stabilitée désirée.

CD 621—52 : 681.142

IONESCU TR. :

L'optimalisation au moyen des calculateurs analogiques.

Automatica şi Electronica 5 (1961) nr. 6, p. 238—243

On analyse l'utilisation des calculateurs électroniques analogiques pour résondre les problèmes de programation linéaire. Beaucoup de processus de production posent des problèmes d'optimalisation, c'est à dire la réalisation du meilleur contrôle d'un certain processus. Grace à l'apparition des calculateurs électroniques en tant qu'outillages de contrôlet d'optimalisation l'on a inauure une étape marquante, à savoir l'automation complexe.

CD 621—501.22 : 66.041.45 : 665.52.048

DUMITRESCU S. :

Recherches expérimentales sur le comportement dynamique des fours tubulaires à chauffer.

Automatica şi Electronica 5 (1961) nr. 6, p. 243—248

L'auteur expose les caractéristiques de fréquence et la réponse relevées par voie expérimentale à un four DAU appartenant à une raffinerie de Moldavie On analyse le comportement dynamique du four respectif, en vue d'établir le schéma de réglage automatique.

CD 681.128 : 621.039.84

SZABO A. :

Niveaux à base d'isotopes radioactifs.

Automatica şi Electronica 5 (1961) nr. 6, p. 249—253

On décrit les principes de functionnement des différents types de niveaux radioactifs utilisés dans l'industrie et l'on présente les schémas des montages fondés sur l'aufténuation des radiations en les faisant passer par différents milieux absorbants.

CD 621.318.5.012

MANGIUREA F. :

Les caractéristiques de temps des relais de code produits par les Usines „Grigore Preoteasa".

Automatica şi Electronica 5 (1961 nr. 6, p. 253—258

On analyse les caractéristiques de temps les temporisation à l'attraction et à la libération des différents types de relais, de même que l'influence de certains facteurs constructifs et électriques sur ces temporisatior s.

POUR LE JEUNE INGENIEUR

CD 621—501.22

UZUN L., NESTORESCU D. :

Méthodes statistiques pour déterminer par voie expérimentale les caractéristiques dynamiques de fréquence.

Automatica şi Electronica 5 (1961) nr. 6, p. 259—266

On présente d'une manière succinte le fondement théorique des méthodes statistiques utilisées pour déterminer par voie expérimentale les caractéristiques dynamiques de fréquence d'un système physique et, en particulier, cel'es d'un système automatique. On décrit plusieurs appareils et circuites utilisés pour des déterminations de cette sorte.

NOTES DE LABORATOIRE

CD 621.43.045

HOFFMANN V., CRISTEA M. :

Contribution à l'appréciation thermique des bougies.

Automatica şi Electronica 5 (1961) nr. 6, p. 266—271

CD 621.317.714.024

BOHM V. :

Appareil à mesurer les courants continus très réduits.

Automatica şi Electronica 5 (1961) nr. 6, p. 271—272

COMPTES-RENDUS, 273—276

REFERATES, 276—278

CHRONIQUE, 278

CONTENTS

* * * **Subjects contained in „Automatica şi Electronica".**

DC 621—53 : 621—52

VAZACA CHR. :

Criteria for estimating the influence of regulators on the quality of automatic systems

Automatica şi Electronica 5 (1961) nr. 6, p. 233—238

Starting from the transfer points or from the logarithmic characteristics of the regulator and automatic installation, some graphic and analytical criteria are being established for appreciating the absolute and relative stability of an automatic system as a whole. Some indications are given concerning the way of predetermining the values of regulator constants in view of its adaptation to a given installation, according to a desired relative stability.

D.C 621—52 : 681.142

IONESCU TR :

Optimizing by means of analogue computers.

Automatica şi Electronica 5 (1961) nr. 6, p. 238—243

The utilization of electronic analogue computers to solve linear programming problems is analysed. Many production processes involve optimizing problems that is problems connected with the optimum development of the respective processes.

The employment of the electronic computers as guiding apparatus meant a considerable advance on the path of complex automation.

DC 621—501.22 : 66.041 : 665.52.048

DUMITRESCU S. :

Experimental researches on the dynamic behaviour of tubular hasting ovens.

Automatica şi Electronica 5 (1961) nr. 6, p. 243—248

This paper gives the frequency characteristics and transitory answer determined experimentally in the case of a DAU oven in a Moldova refinery. The dynamic behaviour of this oven is being analysed with the view of elaborating the automatic adjustment scheme.

DC 681.128 : 621.039.84

SZABO A. :

Levelmeasuring instruments based on radioactive isotopes.

Automatica şi Electronica 5 (1961) nr. 6, p. 249—253

The author points out the operation principles for various types of radioactive level measuring instruments used in the industry and presents the schemes of connections based on radiation attenuation due to different absorbing media.

DC 621.318.5.012

MANGIUREA F. :

The time characteristics of coded relays produced by the „Grigore Preoteasa" works

Automatica şi Electronica 5 (1961) nr. 6 p. 253—258

The time characteristics, the attraction and release temporization concerning different relay types are being analysed as well as the influence of some constructive and electric factors on these temporizations.

FOR THE YOUNG ENGINEER

DC 621—504.22

UZUN L., NESTORESCU D. :

Statistical methods for determining experimentally the dynamic frequency characteristics.

Automatica şi Electronica 5 (1961) nr. 6, p. 259—266

The theoretical basis is briefly presented of statistical methods used to determine experimentally the dynamic frequency characteristics of physical systems and especially of an automatic system. Several apparatus and circuits used for such determinations are being described.

LABORATORY NOTES

DC 621.43.045

HOFFMANN V., CRISTEA M. :

A contribution to the thermic estimation of sparking plugs.

Automatica şi Electronica 5 (1961) nr. 6, p. 266—271

DC 621.317.714.024

BOHM V. :

An apparatus for measuring the very low continuous currents.

Automatica şi Electronica 5 (1961) nr. 6, p. 271—272

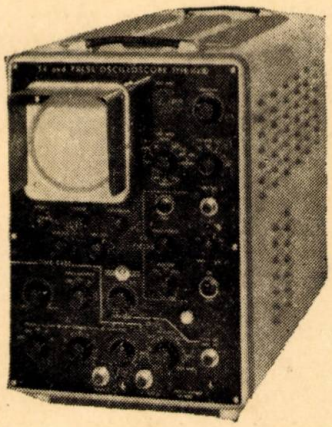
REVIEWS, 273—276

ABSTRACTS, 276—278

CHRONICLE, 278

Osciloscop cu raze catodice pentru televiziune

⟶ TIP 1543/B ⟵



Osciloscopul de laborator de performanţe înalte este destinat studiului regimurilor din tehnica impulsurilor şi televiziune. Domeniul de frecvenţă 3 Hz — 10 MHz. Generator de marcaj montat în interior.

EXPORTĂ:

METRIMPEX
ÎNTREPRINDERE UNGARĂ DE COMERŢ EXTERIOR PENTRU PRODUSELE INDUSTRIEI DE INSTRUMENTE

Adresa: BUDAPEST 62, CĂSUŢA POŞTALĂ 202, UNGARIA
Adresa telegrafică: INSTRUMENT BUDAPEST

A APĂRUT VOLUMUL VIII

din

LEXICONUL TEHNIC ROMÂN

— ELABORARE NOUĂ —

Volumul conţine termenii directori care încep cu literele **Fis—Gz**

Costul unui volum 100 lei

Vă puteţi procura acest volum, ca şi cele anterioare, la librării, difuzorii de cărţi din întreprinderi şi prin „Publicaţiile Tehnice ASIT", Bucureşti, str. Ion Ghica nr. 3, raionul Tudor Vladimirescu, cont 070 124 B.R.P.R. — filiala I. V. Stalin.

INGINERII ŞI TEHNICIENII

Abonaţi-vă pe anul 1962

la revistele tehnice de specialitate, elaborate de Asociaţia Ştiinţifică a Inginerilor şi Tehnicienilor în colaborare cu departamentele economice de resort. Revistele contribuie la ridicarea nivelului pregătirii profesionale a cadrelor tehnice din producţie, învăţământ, cercetare şi proiectare prin publicarea de articole şi note privind ultimele realizări obţinute în ştiinţele tehnice din ţară şi străinătate.

Apar:

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA
CELULOZĂ ŞI HÎRTIE
ELECTROTEHNICA
ENERGETICA
HIDROTEHNICA
INDUSTRIA LEMNULUI
INDUSTRIA TEXTILĂ
INDUSTRIA UŞOARĂ
METALURGIA ŞI CONSTRUCŢIA DE MAŞINI
PETROL ŞI GAZE
REVISTA DE CHIMIE
INDUSTRIA ALIMENTARĂ produse animale
INDUSTRIA ALIMENTARĂ produse vegetale
REVISTA MINELOR
REVISTA PĂDURILOR
REVISTA TRANSPORTURILOR
TELECOMUNICAŢII
şi GAZETA „TEHNICA NOUĂ"

Costul unui abonament anual pentru ingineri şi tehnicieni: Metalurgia şi Construcţia de Maşini 48 lei; celelalte reviste 30 lei; Gazeta „Tehnica Nouă" 26 lei; pentru biblioteci, instituţii, cabinete tehnice etc. 100 lei la oricare revistă şi 26 lei la gazeta „Tehnica Nouă". Plata se face prin cont virament nr. 070124 B.R.P.R. Filiala I. V. Stalin sau la casieria noastră, Bucureşti, str. Ion Ghica nr. 3, et. I, Raionul T. Vladimirescu

I. P. 2, c- 4717

Lei 5